

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**

Fakulta strojní

Katedra automatizační techniky a řízení

Návrh a využití metody požadovaného  
modelu pro řízení

Design and Application of Desired Model  
Method for Control

Student:

Bc. Jiří Tomanek

Vedoucí diplomové práce:

Prof. Ing. Miluše Vítečková, CSc.

Ostrava 2010

## **Zadání diplomové práce**

Student: **Bc. Jiří Tomanek**  
Studijní program: N2301 Strojní inženýrství  
Studijní obor: 3902T004 Automatické řízení a inženýrská informatika  
Téma: **Návrh a využití metody požadovaného modelu pro řízení**  
**Design and Application of Desired Model Method for Control**

Zásady pro vypracování:

1. Podrobně popište metodu požadovaného modelu (MPM) včetně jejích modifikací.
2. Pro vhodně zvolené regulované soustavy pomocí číslicové simulace ověřte robustnost MPM a výsledky porovnejte s nejméně třemi jinými metodami syntézy.
3. Zhodnoťte dosažené výsledky z hlediska kvality regulačního pochodu, jednoduchosti používání a navrhněte směry dalšího řešení.

Seznam doporučené odborné literatury:

ÅSTRÖM, K., HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Second Edition. Research Triangle Park - North Carolina, Instrument Society of America, 1995, ISBN 55617-516-7.

BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. Praha: Nakladatelství BEN, 2003, 654 s. ISBN 80-7300-020-2.

ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, ISBN 80-01-03007-5.

VÍTEČKOVÁ, M. *Seřízení regulátorů metodou inverze dynamiky*. 1. vyd. Ostrava, skripta FS VŠB - TU Ostrava 1998 (dotisk 2000), 56 str., ISBN - 80-7078-628-0.

VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. *Metoda požadovaného modelu a její modifikace*. Acta Mechanica Slovaca. No1-A/2007 ARTEP 2007. Ročník 11. Strojnická fakulta TU v Košicích. Košice. Slovenská republika, pp. 35-44. ISSN 1335-2393.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Miluše Vítečková, CSc.**

Datum zadání: 29.09.2008

Datum odevzdání: 22.05.2009



prof. RNDr. Lubomír Smutný, Dr.  
vedoucí katedry



prof. Ing. Radim Farana, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

---

Prohlašuji, že jsem celou diplomovou práci včetně příloh vypracoval samostatně pod vedením vedoucí diplomové práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě 21. 5. 2010

.....

podpis studenta

Prohlašuji, že

- byl jsem seznámen s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo výdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou práci užít (§35 odst. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a jeden výtisk bude uložen u vedoucího diplomové práce. Souhlasím s tím, že údaje o diplomové práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- bylo sjednáno, že s VŠB-TUO, v případě zájmu z její strany, uzavřu licenční smlouvu s oprávněním užít dílo v rozsahu §12 odst. 4 autorského zákona.
- bylo sjednáno, že užít své dílo – diplomovou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše).
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby

V Ostravě 21. 5. 2010

.....

podpis studenta

Jméno a příjmení autora práce: Jiří Tomanek

Adresa trvalého pobytu:

Březová 86

Chotěbuz

PSČ 73561

## ***Anotace diplomové práce***

Tomanek, J. *Návrh a využití metody požadovaného modelu pro řízení : diplomová práce.* Ostrava : VŠB – Technická univerzita Ostrava, Fakulta Strojní, Katedra automatizační techniky a řízení, 2010. 72 s. Vedoucí práce: Vítečková, M.

Práce se zabývá syntézou regulačních obvodů metodou požadovaného modelu a jejími modifikacemi. Zaměřuje se na regulaci soustav s dopravním zpožděním. Vysvětluje důsledek působení dopravního zpoždění na proces regulace. Shrnuje důležité informace o metodě požadovaného modelu a jejich modifikacích. Zaměřuje se na robustnost metody a číslíkovou simulací ověřuje funkčnost modifikací na vybraných regulovaných soustavách. Porovnává robustnost metody požadovaného modelu s jinými metodami syntézy.

## ***Annotation of master thesis***

Tomanek, J. *Design and Application of Desired Model Method for Control : Master Thesis.* Ostrava VŠB - Technical University of Ostrava, Faculty of Mechanical Engineering, Department of Control Systems And Instrumentation, 2010, 72 p. Thesis head: Vítečková, M.

This thesis deals with control system synthesis using desired model method and its modifications. It is focused on systems with time delay. It explains implication of time delay effect for process of regulation. It summarizes important informations about desired model method and its modifications. Thesis is focused on robustness of method and verifies functionality of method's modifications on selected systems using digital simulation. It compares robustness of Desired Model Method to other methods of synthesis.

## OBSAH

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>9</b>
<b>2</b>	<b>Systémy s dopravním zpožděním</b>	<b>10</b>
2.1	Diferenciální rovnice	11
2.2	Obrazový přenos	11
2.3	Přechodová charakteristika	12
2.4	Kmitočtová charakteristika	13
2.5	Aproximace dopravního zpoždění	15
2.5.1	Padého aproximace	15
2.5.2	Taylorova aproximace	15
2.5.3	Aproximace setrvačností $n$ -tého řádu	16
2.6	Vliv dopravního zpoždění na řízení dynamických systémů	16
<b>3</b>	<b>Metoda požadovaného modelu</b>	<b>18</b>
3.1	Modifikace metody požadovaného modelu	22
<b>4</b>	<b>Robustnost MPM</b>	<b>25</b>
4.1	PI regulátor	25
4.2	PD regulátor	27
4.3	PID regulátor	30
4.3.1	Regulace soustavy pro $T_d < T_1$	30
4.3.2	Regulace soustavy pro $T_d > T_1$	32
<b>5</b>	<b>Ověření modifikací MPM</b>	<b>36</b>
5.1	Spojité PI regulace	36
5.2	Číslicová PI regulace	41
5.3	Spojité PID regulace	43
5.4	Číslicová PID regulace	47
5.5	Regulace PI pro MPM s jedním ladicím parametrem	49
5.6	Regulace PID pro MPM s jedním ladicím parametrem	53
<b>6</b>	<b>Robustnost modifikací MPM</b>	<b>57</b>
6.1	Robustnost PI regulace	57
6.2	Robustnost PID regulace	60
<b>7</b>	<b>Robustnost jiných metod syntézy a jejich porovnání</b>	<b>63</b>
7.1	Metoda AV SSSR	63
7.2	Metoda násobného dominantního pólu	65
7.3	Metoda SIMC	66
<b>8</b>	<b>Zhodnocení</b>	<b>69</b>
<b>9</b>	<b>Seznam použité literatury</b>	<b>71</b>

**Seznam použitých zkratek**

$a$	koeficient pro určení $k_P$
$a_i$	koeficienty levé strany diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu
$A$	ladící parametr MPM
$b_i$	koeficienty pravé strany diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu
$d$	diskrétní relativní dopravní zpoždění
$g$	impulsní funkce
$G$	přenosová funkce
$h$	přechodová funkce
$k_1$	zesílení regulované soustavy
$k_P$	zesílení regulátoru
$s$	komplexní proměnná v L-transformaci
$t$	čas
$t_r$	doba regulace
$T$	vzorkovací perioda
$T_1$	časová konstanta regulované soustavy
$T_d$	dopravní zpoždění
$T_D$	derivační časová konstanta
$T_I$	integrační časová konstanta
$T_w$	časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu
$u$	akční veličina, vstupní veličina
$W$	obraz žádané veličiny
$y$	regulovaná veličina, výstupní veličina
$Y$	obraz regulované veličiny
$z$	komplexní proměnná v Z-transformaci
$\alpha$	koeficient
$\beta$	koeficient
$\kappa$	relativní překmit
$\Delta u$	změna vstupní veličiny
$\Delta y$	změna výstupní veličiny



# 1 Úvod

Metoda požadovaného modelu je metodou syntézy regulačních obvodů, která je použitelná i pro soustavy s dopravním zpožděním a seřizuje jak spojité, tak i diskrétní regulátory. Tato práce se zaměřuje právě na problematiku řízení dynamických systémů s dopravním zpožděním. Ukazuje, jak dopravní zpoždění vzniká a jak se projevuje na matematických modelech. Dále shrnuje to nejpodstatnější o metodě požadovaného modelu a jejich modifikacích. Robustnost metody je pak otestována na příkladech a výsledky jsou zobrazeny v grafech.

V další části se práce zabývá ověřením tří modifikací metody požadovaného modelu, a to pro PI a PID regulaci a také MPM s jedním ladícím parametrem. Modifikace jsou ověřovány pro spojitou i číslicovou regulaci, pro regulované soustavy 1. – 6. řádu, a při různých volených hodnotách relativního překmitu  $\kappa$ . Dále se zjišťoval vliv ladícího parametru na kvalitu regulace, především pak, jak se projeví jeho snižování na regulační pochod. Také byla ověřena regulace vycházející z přechodové charakteristiky a časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ . Pro modifikaci PI a PID regulace byl rovněž proveden test robustnosti na vybraných soustavách.

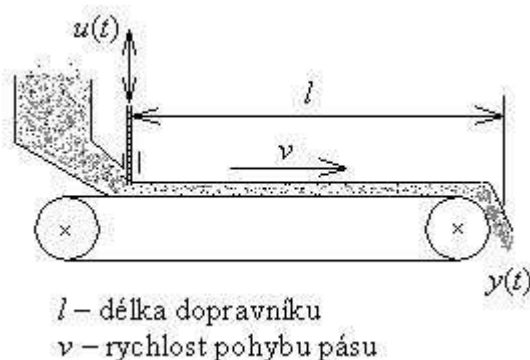
Poslední část této práce se zabývá porovnáním robustnosti MPM s jinými metodami syntézy. Pro stejné soustavy byly různými metodami navrženy stejné typy regulátorů avšak s odlišnými stavitelnými parametry. Porovnávala se robustnost s ohledem na kvalitu regulace vyjádřenou relativním překmitem, dobou regulace a integrálním kritériem ITAE. Mezi zkoumané metody syntézy patřily Metoda AV SSSR, Metoda násobných dominantních pólů a Metoda SIMC.

Získané poznatky a dosažené výsledky jsou okomentovány v závěru.

## 2 Systémy s dopravním zpožděním

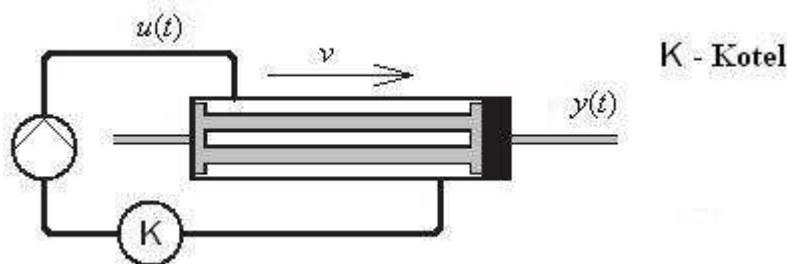
Při řízení dynamických systémů se výstupní, regulovaná veličina mění v závislosti na změně vstupní, požadované veličiny. U mnohých systémů k této odezvě dochází s určitým časovým rozdílem. Ten se nazývá **dopravní zpoždění** a značí se  $T_d$ .

Tento jev se vyskytuje u většiny technologických procesů, např. při regulaci průtoku kapalin nebo u pásových dopravníků (obr. 1).



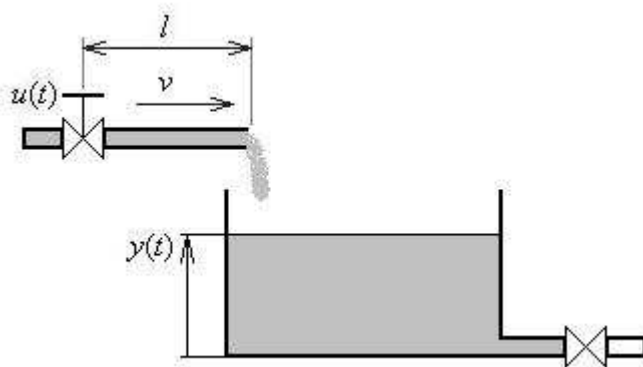
Obr. 1 Pásový dopravník

Dalším příkladem může být výměník tepla (obr. 2), kde dochází k ohřevu kapaliny průtokem v blízkosti teplejšího média. To je průběžně ohříváno v kotli. Průtok obou kapalin potrubím způsobuje dopravní zpoždění.



Obr. 2 Výměník tepla

Jako třetí příklad poslouží nádrž, do které je napouštěna kapalina (obr. 3). Přítok je regulován ventilem. Opět dochází k dopravnímu zpoždění mezi zásahem akční veličiny a odezvou na výstupu.



Obr. 3 Nádrž s přítokem kapaliny

Pro vybrané příklady lze dopravní zpoždění vyjádřit podílem délky  $l$  a rychlosti  $v$

$$T_d = \frac{l}{v} \quad [\text{s}], \quad (2.1)$$

Dopravní zpoždění velmi znesnadňuje regulaci a je tedy nežádoucí. Nejlépe lze jeho vliv předvést na některých matematických modelech.

## 2.1 Diferenciální rovnice

Diferenciální rovnice, popisující chování spojitého systému s jednou vstupní a jednou výstupní veličinou, má tvar

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + b_{m-1} u^{(m-1)}(t) + \dots + b_1 u'(t) + b_0 u(t), \quad (2.2)$$

kde:  $a_i, b_j$  - konstantní koeficienty,

$u(t)$  - vstupní veličina systému,

$y(t)$  - výstupní veličina systému,

$m$  - řád derivace vstupní veličiny,

$n$  - řád derivace výstupní veličiny,

Působení dopravního zpoždění se v diferenciální rovnici projeví takto:

$$a_n y^{(n)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t - T_d) + \dots + b_1 u'(t - T_d) + b_0 u(t - T_d). \quad (2.3)$$

Tvar výstupní veličiny se tedy vůbec nezměnil ale reaguje na vstupní změnu posunutou o čas  $T_d$ .

## 2.2 Obrazový přenos

Obrazový přenos  $G(s)$  je vyjádřen podílem výstupního ke vstupnímu signálu v oblasti komplexně proměnné  $s$  při nulových počátečních podmínkách. Pro spojitý systém bez dopravního zpoždění má obrazový přenos tvar

$$G_s(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (2.4)$$

kde:  $U(s)$  – Laplaceův obraz vstupu,

$Y(s)$  – Laplaceův obraz výstupu,

$m, n$  – stupeň mnohočlenu,

$s$  – komplexní proměnná Laplaceovy transformace.

Při uvážení dopravního zpoždění vzejde následující tvar

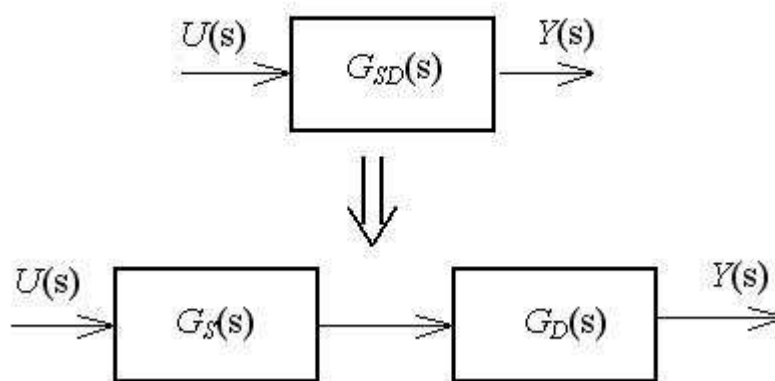
$$G_{SD}(s) = G_s(s)G_D(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s}, \quad (2.5)$$

kde:  $e$  – základ přirozených logaritmů (Eulerovo číslo).

Obrazový přenos samotného dopravního zpoždění je tedy:

$$G_D(s) = e^{-T_d s}. \quad (2.6)$$

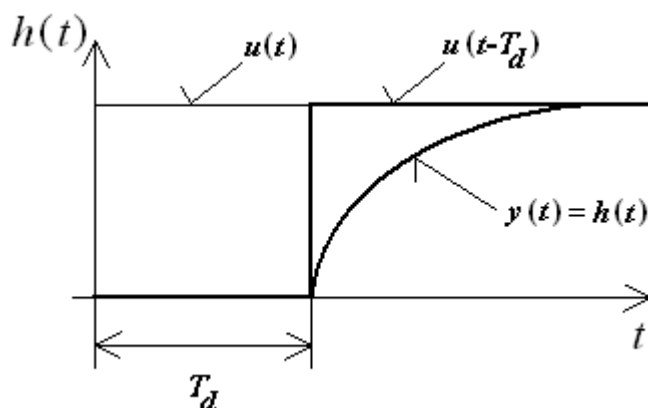
Z rovnice (2.5) je patrné, že obrazový přenos systému s dopravním zpožděním lze nahradit sériovým zapojením přenosu systému bez dopravního zpoždění a přenosu dopravního zpoždění (obr. 4).



Obr. 4 Náhradní zapojení přenosu s dopravním zpožděním

## 2.3 Přechodová charakteristika

Nejlépeším způsobem, jak zobrazit dopravní zpoždění, je jeho zakreslení v přechodové charakteristice. Přechodová funkce, značí se  $h(t)$ , je odezva systému na vstup ve tvaru jednotkového skoku (tzv. Heavisideův skok).



**Obr. 5** Příklad přechodové charakteristiky soustavy s dopravním zpožděním

Z obr. 5 je zřejmé, že dopravní zpoždění nemá vliv na tvar přechodové charakteristiky, pouze ji časově posouvá o hodnotu  $T_d$ .

## 2.4 Kmitočtová charakteristika

Při zpracování kmitočtové funkce se vychází z obrazového přenosu regulované soustavy. Dosazením  $s = j\omega$  vznikne kmitočtový přenos. Pro lepší názornost je vhodný zápis v exponenciálním tvaru.

$$\begin{aligned} G_{SD}(j\omega) &= G_S(j\omega)G_D(j\omega) = |G_S(j\omega)|e^{+j\varphi_S(\omega)}|G_D(j\omega)|e^{+j\varphi_D(\omega)} = \\ &= |G_S(j\omega)|e^{+j[\varphi_S(\omega)+\varphi_D(\omega)]}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Z rovnice (2.7) je vidět praktický důsledek dopravního zpoždění na kmitočtovou charakteristiku. Modul výsledného přenosu se nezměnil ale fázový úhel se natočí o úhel  $-T_d\omega$  [rad].

$$|G_{SD}(j\omega)| = |G_S(j\omega)|, \quad (2.8)$$

$$\varphi_{SD}(\omega) = \varphi_S(\omega) + \varphi_D(\omega), \quad (2.9)$$

$$\text{kde: } \varphi_D(\omega) = -T_d\omega.$$

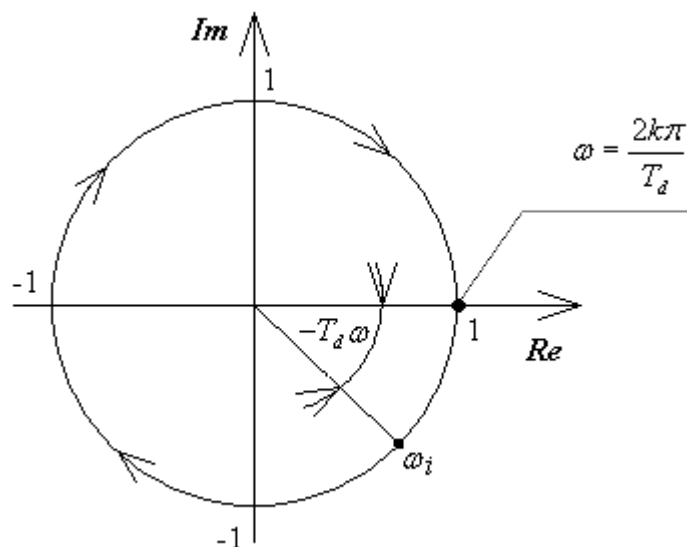
Kmitočtový přenos dopravního zpoždění je

$$G_D(j\omega) = e^{-jT_d\omega}. \quad (2.10)$$

Goniometrický zápis má tvar

$$G_D(j\omega) = \cos \omega T_d - j \sin \omega T_d. \quad (2.11)$$

Z rovnice (2.11) vyplývá, že amplitudo-fázová kmitočtová charakteristika přenosu dopravního zpoždění je jednotková kružnice, kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne nekonečněkrát při změně úhlového kmitočtu  $\omega$  od 0 do  $\infty$  [Balátě, 2003].



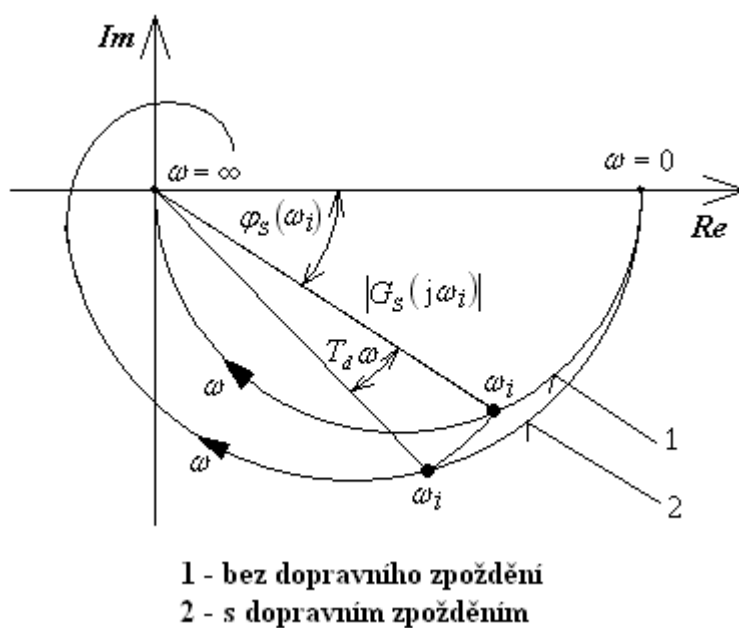
**Obr. 6 Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění**

Bodem  $(1; j0)$  prochází kmitočtová charakteristika při

$$\omega = \frac{2k\pi}{T_d}, \quad (2.12)$$

kde  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Z rovnice (2.7) a obr. 6 dále vyplývá, jaký tvar bude mít amplitudo-fázová kmitočtová charakteristika soustavy s dopravním zpožděním (obr. 7).



**Obr. 7 Kmitočtová charakteristika soustavy s dopravním zpožděním**

S rostoucím  $\omega$  roste i fázový úhel zpoždění  $\varphi_D$ . Regulovaná soustava se setrvačností prvního řádu s dopravním zpožděním se chová jako regulovaná soustava se setrvačností vyššího řádu bez dopravního zpoždění [Balátě, J.].

## 2.5 Aproximace dopravního zpoždění

Dopravní zpoždění přivádí do obrazového přenosu soustavy člen v exponenciálním tvaru. Realizace spojitého modelu takového systému je velice složitá, proto je vhodné nahradit dopravní zpoždění alternativní funkcí. Takovému nahrazení se říká aproximace.

Nejčastěji jsou používány tři typy aproximací, Padého rozvojem, Taylorovým rozvojem a aproximace setrvačností  $n$ -tého řádu.

### 2.5.1 Padého aproximace

Ve zjednodušeném provedení má Padého aproximace 1. řádu tvar

$$e^{-T_d s} \approx \frac{1 - \frac{T_d s}{2}}{1 + \frac{T_d s}{2}}. \quad (2.13)$$

Velmi často používanou aproximací je

$$e^{-T_d s} \approx 1 - T_d s. \quad (2.14)$$

Aproximace 2. řádu má tvar

$$e^{-T_d s} \approx \frac{1 - \frac{T_d s}{2} + \frac{T_d^2 s^2}{12}}{1 + \frac{T_d s}{2} + \frac{T_d^2 s^2}{12}}. \quad (2.15)$$

### 2.5.2 Taylorova aproximace

Pro Taylorovu aproximaci 1. řádu platí stejný vztah, jako pro Padého aproximaci (2.13). Pro 2. řád má Taylorova aproximace tvar

$$e^{-s T_d} \approx \frac{1 - \frac{T_d s}{2} + \frac{T_d^2 s^2}{8}}{1 + \frac{T_d s}{2} + \frac{T_d^2 s^2}{8}}. \quad (2.16)$$

Padého i Taylorova aproximace převádí dopravní zpoždění na systém s neminimální fází.

### 2.5.3 Aproximace setrvačností $n$ -tého řádu

Obecný vztah této metody je

$$e^{-sT_d} \approx \frac{1}{\left(\frac{T_d s}{n} + 1\right)^n}, \quad (2.17)$$

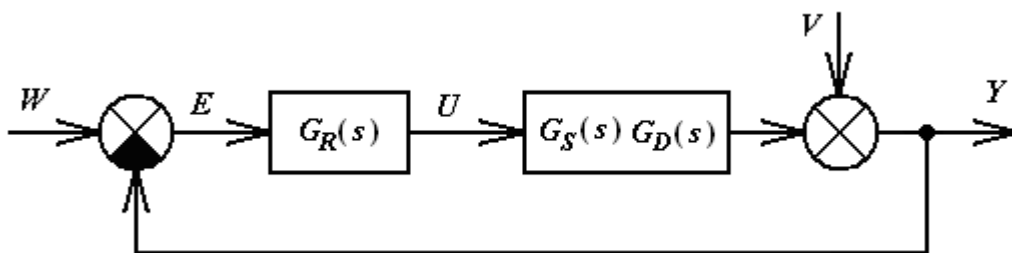
pro aproximaci 1. řádu tedy platí

$$e^{-sT_d} \approx \frac{1}{T_d s + 1}. \quad (2.18)$$

Tato aproximace převádí dopravní zpoždění na systém s minimální fází.

## 2.6 Vliv dopravního zpoždění na řízení dynamických systémů

V dynamických systémech má dopravní zpoždění negativní vliv na jejich řízení.



Obr. 8 Blokové schéma regulačního obvodu

Pro regulační obvod na obr. 8 je obrazový přenos řízení dán vztahem

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{G_R(s) G_S(s) e^{-T_d s}}{1 + G_R(s) G_S(s) e^{-T_d s}}. \quad (2.19)$$

Přenos otevřené smyčky regulačního obvodu je

$$G_o(s) = G_R(s) G_S(s) e^{-T_d s} = \frac{M_o}{N_o} e^{-T_d s}. \quad (2.20)$$

Po dosazení do (2.19) a úpravě vznikne vztah pro přenos řízení

$$G_{wy}(s) = \frac{M_o e^{-T_d s}}{N_o + M_o e^{-T_d s}}. \quad (2.21)$$

Z tohoto vztahu lze vidět, že charakteristický mnohočlen má tvar

$$N(s) = N_o + M_o e^{-T_d s}. \quad (2.22)$$

Takovému to tvaru se říká **kvazimnohočlen** a má **nekonečně mnoho kořenů**.

Z rovnice (2.19) lze rovněž získat vztah pro přenos regulátoru  $G_R(s)$



$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s) e^{-T_d s}} \cdot \frac{G_{wy}^*}{1 - G_{wy}^*}, \quad (2.23)$$

kde:  $G_{wy}^*$  - optimální přenos řízení.

Dosazením a následnými úpravami lze dojít ke vztahu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s) e^{-T_d s}} \cdot \frac{\frac{M_o}{N_o} e^{-T_d s}}{1 - \frac{M_o}{N_o} e^{-T_d s}} \Rightarrow G_R(s) = \frac{M_o}{G_S(s) (N_o - M_o e^{-T_d s})}. \quad (2.24)$$

Po aproximaci dopravního zpoždění setrvačným členem prvního řádu dostaneme

$$G_R(s) = \frac{M_o}{G_S(s) \left( N_o - M_o \frac{1}{T_d s + 1} \right)}. \quad (2.25)$$

Použitím aproximace (2.14) dostaneme přenos regulátoru ve tvaru

$$G_R(s) = \frac{M_o}{G_S(s) (N_o - M_o (1 - T_d s))}. \quad (2.26)$$

Uvedené vztahy (2.23) – (2.26) představují tzv. přímou syntézu regulačních obvodů. Pro požadovaný přenos řízení se dopočítá regulátor pro danou soustavu. To je i principem metody požadovaného modelu.

### 3 Metoda požadovaného modelu

Metodou požadovaného modelu je možno seřizovat konvenční regulátory spojité i diskrétní při zajištění nulové regulační odchylky na skok polohy žádané veličiny nebo poruchové veličiny působící na výstupu regulované soustavy. Umožňuje rovněž syntézu regulačních obvodů s dopravním zpožděním. Metoda přímo určuje typ regulátoru, který se má použít pro danou soustavu a zajistí jeho seřízení pro zvolený relativní překmit v rozmezí od 0 do 50 %. Předpokládá se použití standardních typů regulátorů, jejichž přenosy jsou uvedeny v tab. 3.1. Metoda vychází z požadavku na vlastnosti uzavřeného regulačního obvodu, tj. z požadovaného přenosu řízení  $G_{wy}$ , který má pro regulační obvod s číslicovým regulátorem tvar (3.1) a pro regulovaný obvod s analogovým regulátorem tvar (3.2) [Šulc, 2004; Vítečková, 2007].

$$G_{wy}(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{k_d T}{z - 1 + k_d T z^{-d}} z^{-d}, \quad d = \frac{T_d}{T}, \quad (3.1)$$

$$G_{wy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{k_a}{s + k_a} e^{-T_d s}, \quad (3.2)$$

kde:  $k_d$  – zesílení otevřeného regulačního obvodu s číslicovým regulátorem,  
 $k_a$  – zesílení otevřeného regulačního obvodu s analogovým regulátorem,  
 $T$  – vzorkovací perioda,  
 $d$  – diskrétní relativní dopravní zpoždění.

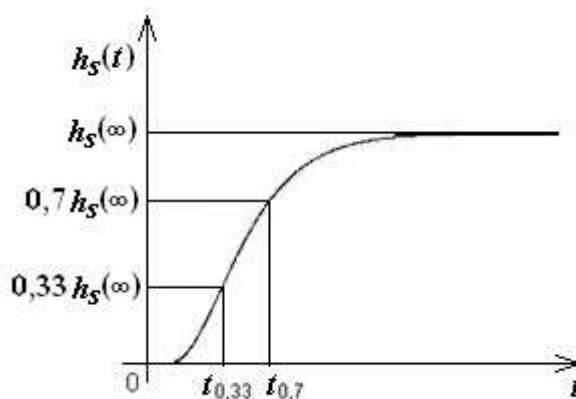
Metoda má také jistou nevýhodu, jak uvádí Vítečková, M. a Víteček, A. [2007, s. 43 a 44], citují: „*Určitou nevýhodou metody je skutečnost, že využívá kompenzace, což v některých případech, především při vyšších setrvačnostech a malém dopravním zpoždění, může způsobit pomalejší potlačení poruchy působící na vstupu regulované soustavy.*“

Tab. 3.1 – Přenosy standardních typů regulátorů

Typ	Analogový regulátor	Číslicový regulátor
<b>P</b>	$k_p$	$k_p$
<b>I</b>	$\frac{1}{T_I s}$	$\frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}$
<b>PI</b>	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)$	$k_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}\right)$
<b>PD</b>	$k_p (1 + T_D s)$	$k_p \left(1 + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$
<b>PID</b>	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$	$k_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$

Aby bylo možné metodu požadovaného modelu použít, musí být přenos regulované soustavy v jednom ze základních tvarů. Pokud není, existuje několik způsobů, jak získat náhradní přenos v základním tvaru [Vítečková, 2002].

Pro aperiodické regulované soustavy lze dojít k náhradnímu přenosu identifikací regulované soustavy na základě její přechodové charakteristiky (obr. 9).



Obr. 9 Identifikace regulované soustavy na základě její přechodové charakteristiky

Základní tvary přenosu regulované soustavy jsou

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}, \quad (3.3)$$

resp.

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}, \quad (3.4)$$

kde:

$$\begin{aligned}
T_1 &= 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \\
T_{d1} &= 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \\
T_2 &= 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}) \\
T_{d2} &= 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

$$k_1 = h_s(\infty) \tag{3.6}$$

pro proporcionální soustavu s jednotkovým skokem na vstupu,

$$k_1 = \frac{\Delta y}{\Delta u}, \tag{3.7}$$

kde:  $\Delta u$ - změna vstupní veličiny,

$\Delta y$ - změna výstupní veličiny,

pro případy, kdy vstupní skok není jednotkový [Vítečková, 2002].

Pro identifikaci aperiodických soustav vyššího řádu se používá náhradní přenos

$$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_n s + 1)^n} e^{-T_{dn}s}. \tag{3.8}$$

Ten lze snadno převést na požadované tvary (3.3) a (3.4) pomocí tab. 3.2.

Tab. 3.2 – Tabulka pro převod přenosů na standardní tvar

$\frac{k_1}{(T_n s + 1)^n} e^{-T_{dn}s}$	$n$	1	2	3	4	5	6
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$	$\frac{T_1}{T_n}$	1	1,568	1,980	2,320	2,615	2,881
	$\frac{T_{d1} - T_{dn}}{T_n}$	0	0,552	1,232	1,969	2,741	3,537
$\frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}$	$\frac{T_2}{T_n}$	0,638	1	1,263	1,480	1,668	1,838
	$\frac{T_{d2} - T_{dn}}{T_n}$	*-0,352	0	0,535	1,153	1,821	2,523

\* $T_{d1} \geq 0,352 T_1$

Samotné seřízení regulátorů se provádí pomocí tabulek 3.3 a 3.4.

Tab. 3.3 – Doporučené typy regulátorů a hodnoty jejich stavitelných parametrů

Regulovaná soustava	Regulátor				
	Typ	$k_P^*$		$T_I^*$	$T_D^*$
		$T_d = 0$	$T_d > 0$		
$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	<b>P</b>	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{a}{k_1}$	-	-
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	<b>PI</b>	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$T_1 - \frac{T}{2}$	-
$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	<b>PD</b>	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{a}{k_1}$	-	$T_1 - \frac{T}{2}$
$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	<b>PID</b>	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$
$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	<b>PID</b>	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$2\xi_0 T_0 - T$	$\frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4}$

Tab. 3.4 – Závislost koeficientů  $\alpha$  a  $\beta$  na relativním překmitu  $\kappa$

$\kappa$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
$\alpha$	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
$\beta$	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Dále je potřeba znát vztahy

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (3.9)$$

volba vzorkovací periody pro regulované soustavy s dopravním zpožděním

$$T \leq 0,3T_d, \quad (3.10)$$

a bez dopravního zpoždění

$$T \leq 0,3T_w, \quad (3.11)$$

kde:  $a$  – koeficient pro určení  $k_P$ ,

$\alpha$  – koeficient,

$\beta$  – koeficient,

$T_w$  – časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu, která se volí s ohledem na  $k_{Pmax}$  případně na maximální akční veličinu  $u_{max}$ .

### 3.1 Modifikace metody požadovaného modelu

První modifikace se týká seřízení analogových i číslicových regulátorů PI a PID pro aperiodické regulované soustavy 1. až 6. řádu se stejnými časovými konstantami a dopravním zpožděním. Seřízení regulátorů se provádí podle tabulek 3.5 a 3.6. Lze rovněž použít dob  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ . Koeficienty  $\alpha$  a  $\beta$  se určí podle základních pravidel metody (tab. 3.4) [Vítečková, Víteček, 2007].

Tab. 3.5 – Hodnoty stavitelných parametrů číslicových a analogových regulátorů PI

Regulovaná soustava		Regulátor analogový $T = 0$ ; číslicový $T > 0$	
		$k_P^* k_1$	$T_I^* + 0,5T$
1.	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta T_{d1}}$	$T_1$
2.	$\frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d2} + 0,552T_2)}$	$1,568 T_2$
3.	$\frac{k_1}{(T_3 s + 1)^3} e^{-T_{d3}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d3} + 1,232T_3)}$	$1,980 T_3$
4.	$\frac{k_1}{(T_4 s + 1)^4} e^{-T_{d4}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d4} + 1,969T_4)}$	$2,320 T_4$
5.	$\frac{k_1}{(T_5 s + 1)^5} e^{-T_{d5}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d5} + 2,741T_5)}$	$2,615 T_5$
6.	$\frac{k_1}{(T_6 s + 1)^6} e^{-T_{d6}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d6} + 3,537T_6)}$	$2,881 T_6$
7.	$k_1, t_{0,33}, t_{0,7}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7})}$	$1,245 (t_{0,7} - t_{0,33})$

Tab. 3.6 - Hodnoty stavitelných parametrů číslicových a analogových regulátorů PID

Regulovaná soustava		Regulátor analogový $T = 0$ ; číslicový $T > 0$		
		$k_P^* k_1$	$T_I^* + T$	$T_D^*$
1.	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d1} - 0,352T_1)}$	$1,276 T_1$	$0,25T_I^*$
2.	$\frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta T_{d2}}$	$2 T_2$	
3.	$\frac{k_1}{(T_3 s + 1)^3} e^{-T_{d3}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d3} + 0,535T_3)}$	$2,526 T_3$	
4.	$\frac{k_1}{(T_4 s + 1)^4} e^{-T_{d4}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d4} + 1,153T_4)}$	$2,960 T_4$	
5.	$\frac{k_1}{(T_5 s + 1)^5} e^{-T_{d5}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d5} + 1,821T_5)}$	$3,336 T_5$	
6.	$\frac{k_1}{(T_6 s + 1)^6} e^{-T_{d6}s}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(T_{d6} + 2,523T_6)}$	$3,676 T_6$	
7.	$k_1, t_{0,33}, t_{0,7}$	$\frac{T_I^*}{\alpha T + \beta(1,937t_{0,33} - 0,9378t_{0,7})}$	$1,588 (t_{0,7} - t_{0,33})$	

Další modifikovaná metoda požadovaného modelu umožňuje syntézu analogových i číslicových regulačních obvodů. Je určena pouze pro **proporcionální soustavy se setrvačností prvního nebo druhého řádu s dopravním zpožděním**. Podle tab. 3.7 seřizuje PI a PID regulátor tak, že změnou jediného ladicího parametru  $A$ , zesílení, lze dosáhnout požadovaného průběhu přechodové charakteristiky, tzn. mezní aperiodický průběh pro maximální hodnotu  $A$ , vypočítanou z tab. 3.7. Je-li požadován jiný průběh regulačního procesu, provede se změna zesílení regulátoru, jehož zvýšením dojde ke vzniku relativního překmitu a zrychlení odezvy [Riedl, Z., 2006].

Tab. 3.7 - Hodnoty stavitelných parametrů číslicových a analogových regulátorů PI a PID pro MPM s jedním ladícím parametrem

Regulovaná soustava	Regulátor analogový $T = 0$ ; číslicový $T > 0$				Počáteční hodnota ladícího parametru A	Poznámka
	Typ	$T_I^*$	$T_D^*$	$k_P^*$		
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$	PI	$T_1 - \frac{T}{2}$	-	$\frac{T_I^*}{A k_1}$	$A \leq (4 - e)T + eT_{d1}$	
	PID	$(4 - e)T_1 - T$	$\frac{T_I^*}{4}$		$A \leq (4 - e)T + eT_{d1} - T_1$	$T_1 < T_{d1}$
$\frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}$	PI	$\frac{\pi}{2}T_2 - \frac{T}{2}$	-		$A \leq (4 - e)T + eT_{d2} + 1,5T_2$	
	PID	$2T_2 - T$	$\frac{T_I^*}{4}$		$A \leq (4 - e)T + eT_{d2}$	



## 4 Robustnost MPM

Robustnost je vlastnost metody, která určuje jak se změni průběh regulace při změně parametrů regulované soustavy. Jestliže průběh zůstává stejný nebo se mění jen nepatrně, je metoda robustní. Pokud dojde k výrazné změně průběhu regulace, je metoda citlivá. V rámci projektu byl proveden test robustnosti metody požadovaného modelu a to pro spojitě i diskrétní regulátory typu PI, PD a PID. Zkoumal se vliv změny zesílení  $k_1$ , časové konstanty  $T_1$  a dopravního zpoždění  $T_d$ . Jelikož se spojitě a diskrétní regulátory chovaly velice podobně, jsou dále uvedeny pouze výsledky spojitých.

### 4.1 PI regulátor

Byla zvolena regulovaná soustava s přenosem  $G_s(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} = \frac{2}{10s + 1} e^{-5s}$ .

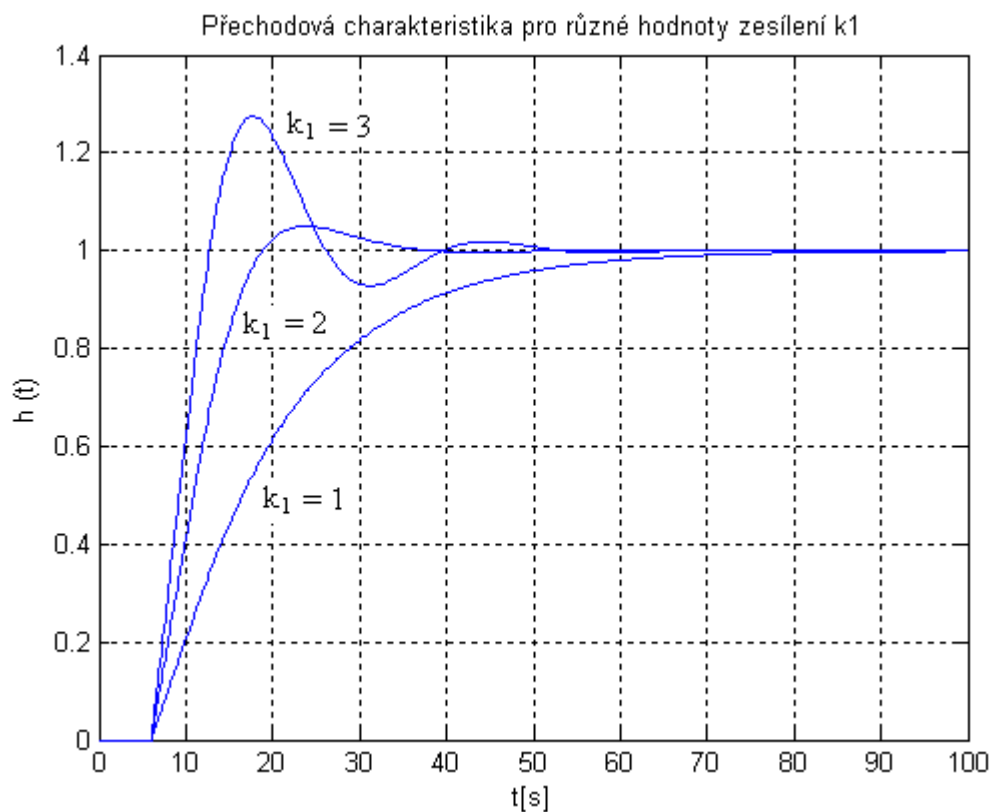
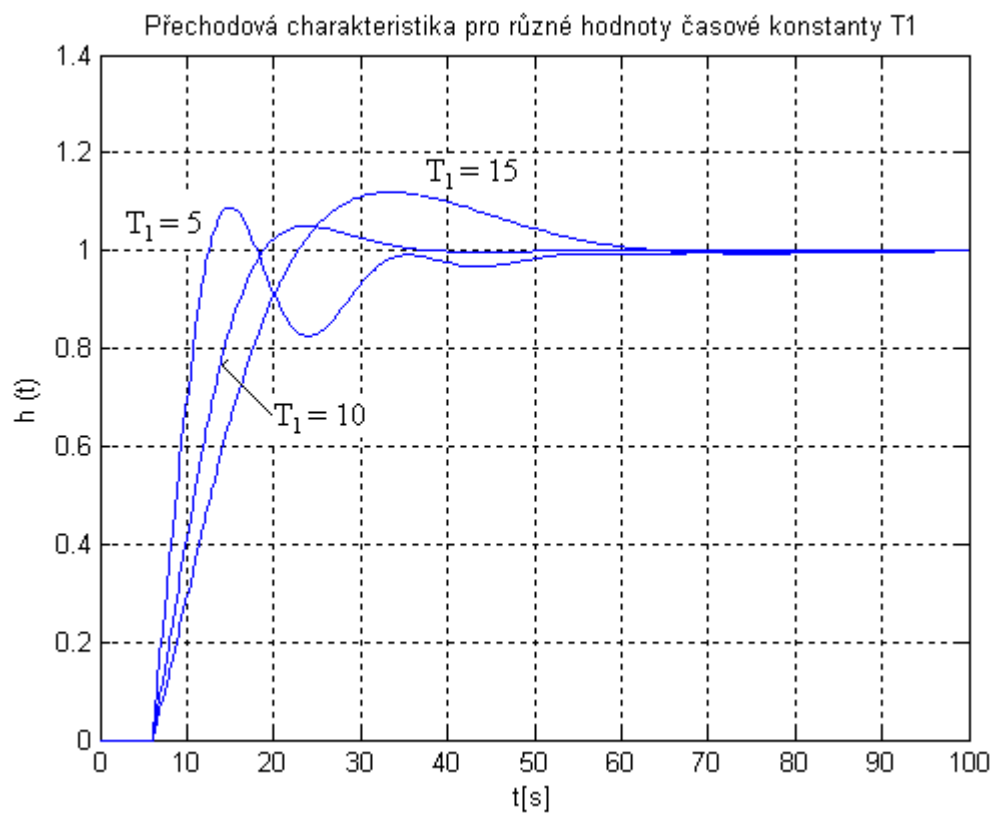
Původní parametry soustavy jsou tedy  $k_1 = 2$ ,  $T_1 = 10$  s a  $T_d = 5$  s. Metodou požadovaného modelu byl navržen PI regulátor, který by měl zajistit průběh regulace s překmitem 5 %. Jeho parametry jsou  $k_p^* = 0,5144$  a  $T_I^* = 10$  s. Přenos regulátoru je  $G_R(s) = 0,5144 \left( 1 + \frac{1}{10s} \right)$ . Pro takto navržený regulační obvod se regulovaná veličina ustálí do 40 s.

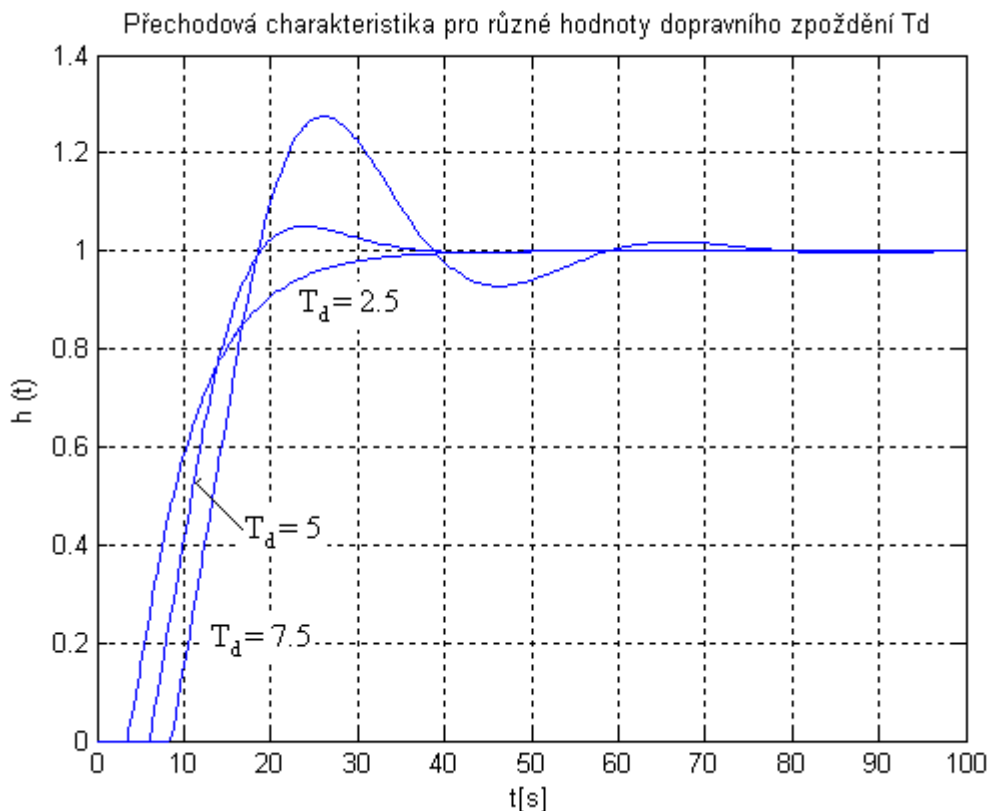
Robustnost byla testována pro různé hodnoty zesílení, časové konstanty i dopravního zpoždění. Nové hodnoty parametrů byly voleny jako 50 % odchylka od původních hodnot.

Jak je vidět na obr. 10, metoda není příliš robustní na změnu zesílení  $k_1$ . Průběh regulace se výrazně změnil. Pro  $k_1 = 3$  se zvětšil překmit a pro  $k_1 = 1$  se značně prodloužila doba odezvy.

Při změnách časové konstanty  $T_1$  vykazovala metoda menší citlivost. Pro 50 % odchylku od původní hodnoty se překmit příliš nezvětšil (obr. 11).

Změny dopravního zpoždění  $T_d$  ukázaly, že regulační obvod se daleko lépe vyrovnává s menší hodnotou. Při zvyšování dopravního zpoždění dochází k výraznému zvýšení překmitu, naopak při jejím snížení se překmit rovněž zmenší a doba ustálení přitom zůstává stejná (obr. 12).

**Obr. 10** Vliv změny zesílení  $k_1$  na průběh regulace PI regulátoru**Obr. 11** Vliv změny časové konstanty  $T_1$  na průběh regulace PI regulátoru



Obr. 12 Vliv změny dopravního zpoždění  $T_d$  na průběh regulace PI regulátoru

## 4.2 PD regulátor

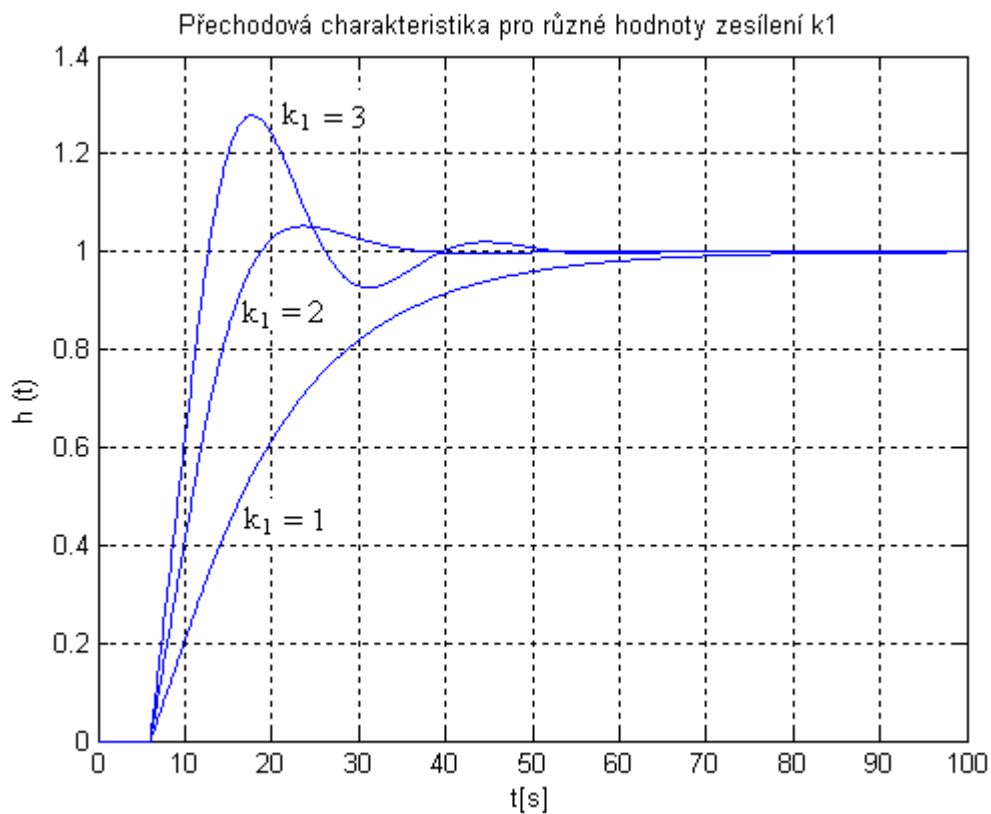
Byla zvolena integrační regulovaná soustava se stejnými parametry ( $k_1$ ,  $T_1$ ), jako v předchozím příkladě a s přenosem  $G_s(s) = \frac{k_1}{s(T_1s + 1)} e^{-T_d s} = \frac{2}{s(10s + 1)} e^{-5s}$ . Metodou požadovaného modelu byl navržen PD regulátor, který by měl zajistit průběh regulace s překmitem 5 %. Jeho parametry jsou  $k_p^* = 0,0514$  a  $T_D^* = 10$  s. Přenos regulátoru je  $G_R(s) = 0,0514(1 + 10s)$ . Pro takto navržený regulační obvod se regulovaná veličina ustálí do 40 s.

Robustnost byla opět testována pro hodnoty lišící se o 50 % od původních hodnot.

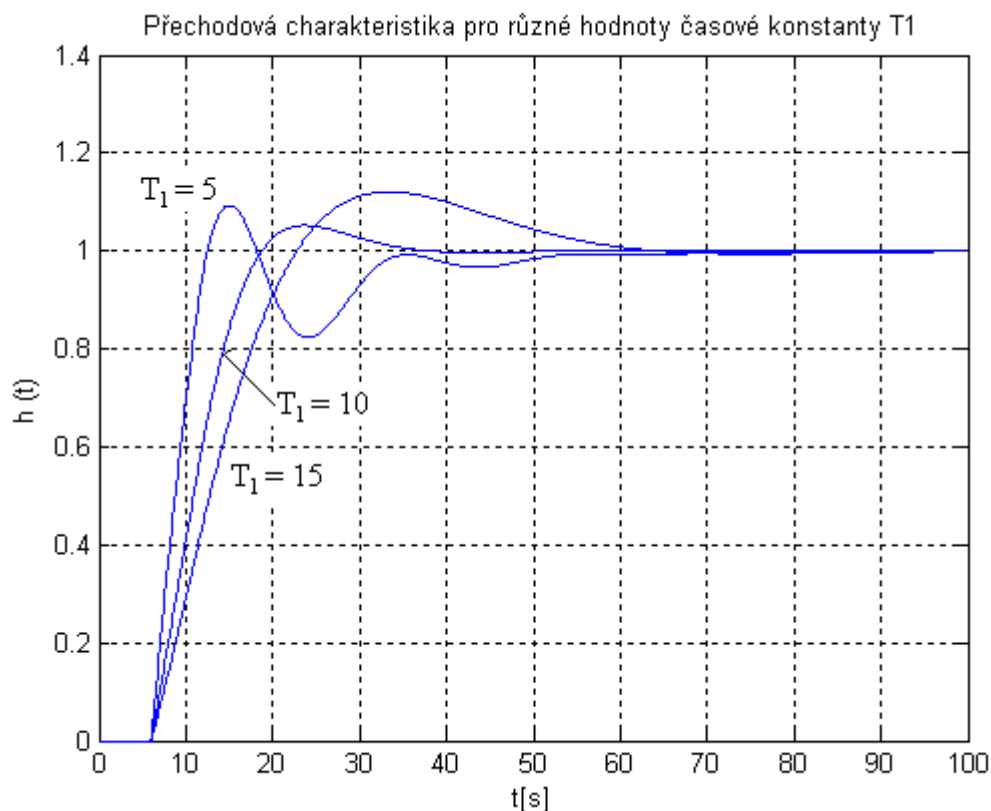
Změna zesílení  $k_1$  se projevila podobně jako u PI regulace, tzn. že dochází k velkému překmitu při zvýšení zesílení a prodloužení doby odezvy při zmenšení zesílení (obr. 13).

Na obr. 14 je vidět reakce regulačního obvodu na změnu časové konstanty  $T_1$ . Robustnost je zde větší než při změnách zesílení a průběhy jsou opět podobné těm u PI regulace.

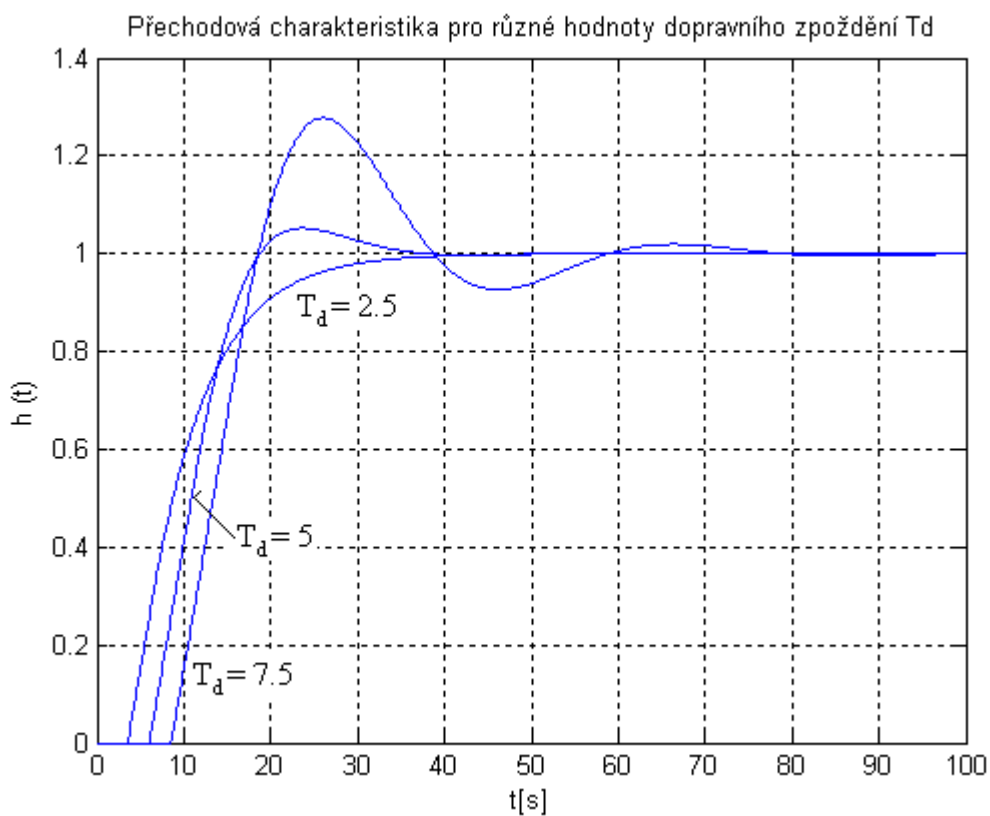
Rovněž změna dopravního zpoždění  $T_d$  se projeví velice podobně u PI a PD regulace. Zatímco snížení dopravního zpoždění se nijak negativně neprojeví, jeho zvětšení způsobuje nevhodné zvýšení překmitu (obr. 15).



**Obr. 13** Vliv změny zesílení  $k_1$  na průběh regulace PD regulátoru



Obr. 14 Vliv změny časové konstanty  $T_1$  na průběh regulace PD regulátoru



Obr. 15 Vliv změny dopravního zpoždění  $T_d$  na průběh regulace PD regulátoru

### 4.3 PID regulátor

Pro PID regulátor byla robustnost zkoušena na dvou různých regulovaných soustavách. Jedna byla navržena tak, aby platilo  $T_d < T_1$  a druhá tak, aby platil opak, čili  $T_d > T_1$ . Výsledky obou simulací jsou v mnohém rozdílné.

#### 4.3.1 Regulace soustavy pro $T_d < T_1$

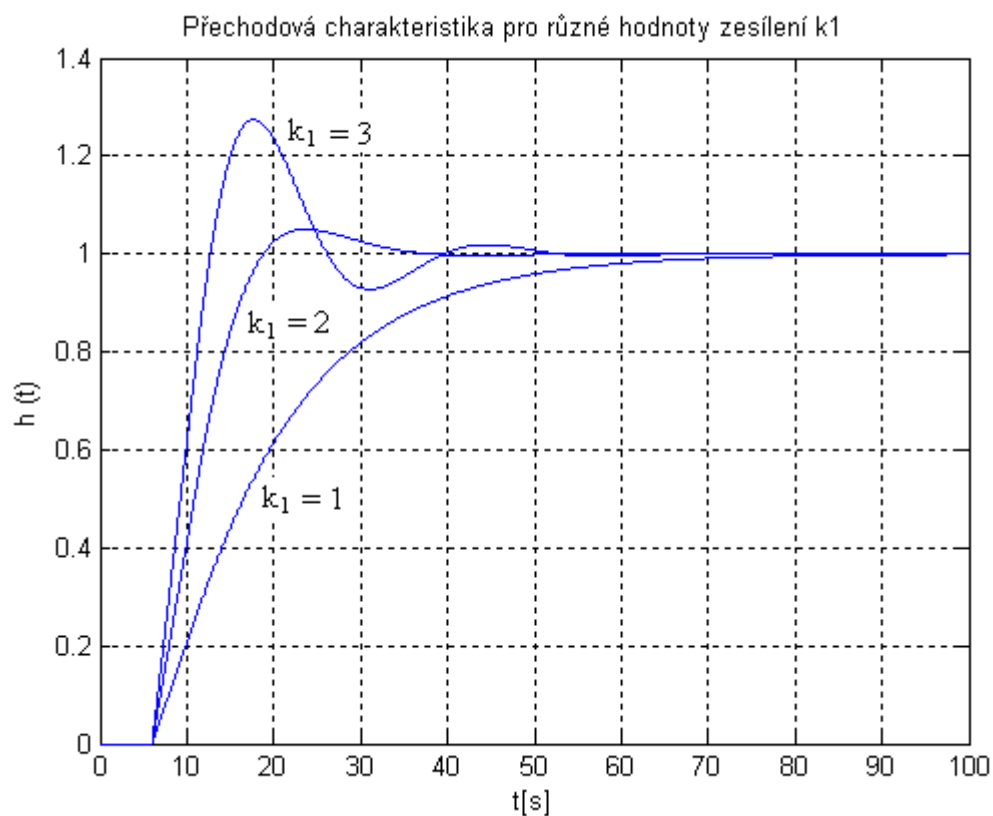
První soustava má stejné parametry, jako v předchozích příkladech, tedy  $k_1 = 2$ ,  $T_1 = 10$  s a  $T_d = 5$  s a přenos  $G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^2} e^{-T_d s} = \frac{2}{(10s + 1)^2} e^{-5s}$ . Metodou požadovaného modelu byl navržen PID regulátor, který by měl zajistit průběh regulace s překmitem 5 %. Jeho parametry jsou  $k_p^* = 1,0288$ ;  $T_I^* = 20$  s a  $T_D^* = 5$  s. Přenos regulátoru je  $G_R(s) = 1,0288 \left( 1 + \frac{1}{20s} + 5s \right)$ . Pro takto navržený regulační obvod se regulovaná veličina ustálí do 40 s.

Stejně jako u regulátorů typu PI a PD byla robustnost testována pro různé hodnoty zesílení, časové konstanty a dopravního zpoždění. Odchylka od původních hodnot je opět 50 %.

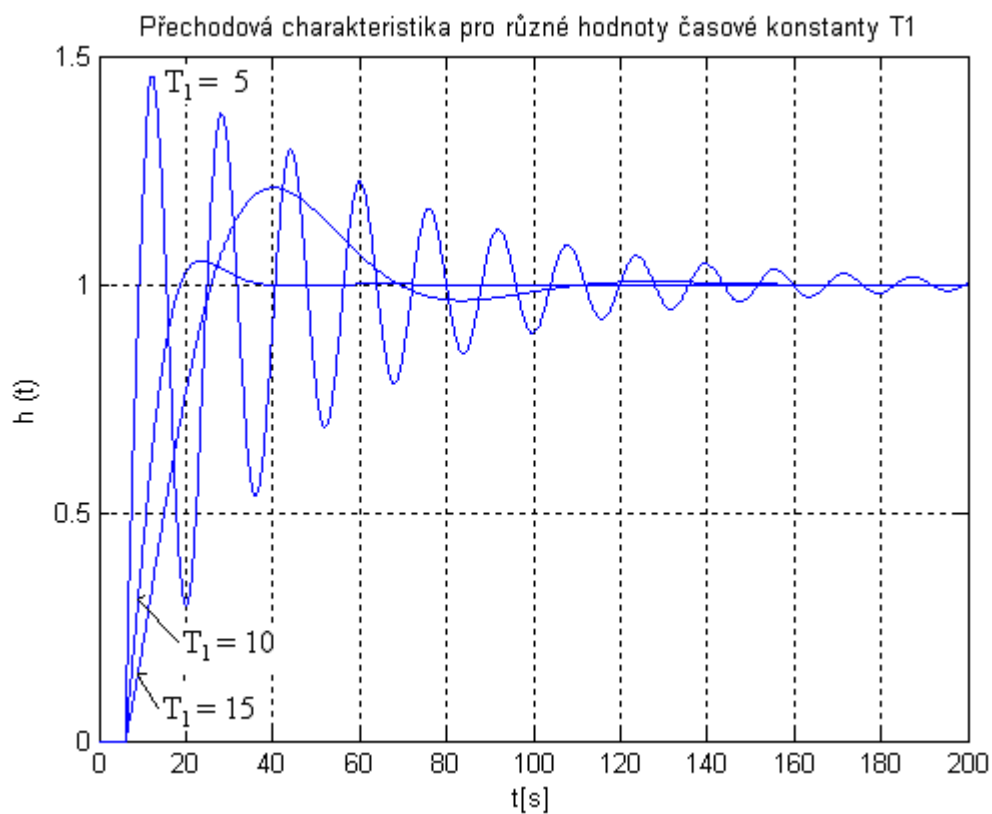
Vliv změny zesílení  $k_1$  je opět podobný, jako u PI a PD regulace (obr. 16).

Změna ale nastává u časové konstanty  $T_1$ . Tady je metoda mnohem citlivější, než u PI a PD regulace. Na obr. 17 je vidět, že již při 50 % odchylce od původní hodnoty časové konstanty  $T_1$  se průběh regulace výrazně změní. Při zmenšení hodnoty na  $T_1 = 5$  s dochází k rozkmitání regulačního obvodu, výsledkem je pak nevhodný průběh s výrazným překmitem.

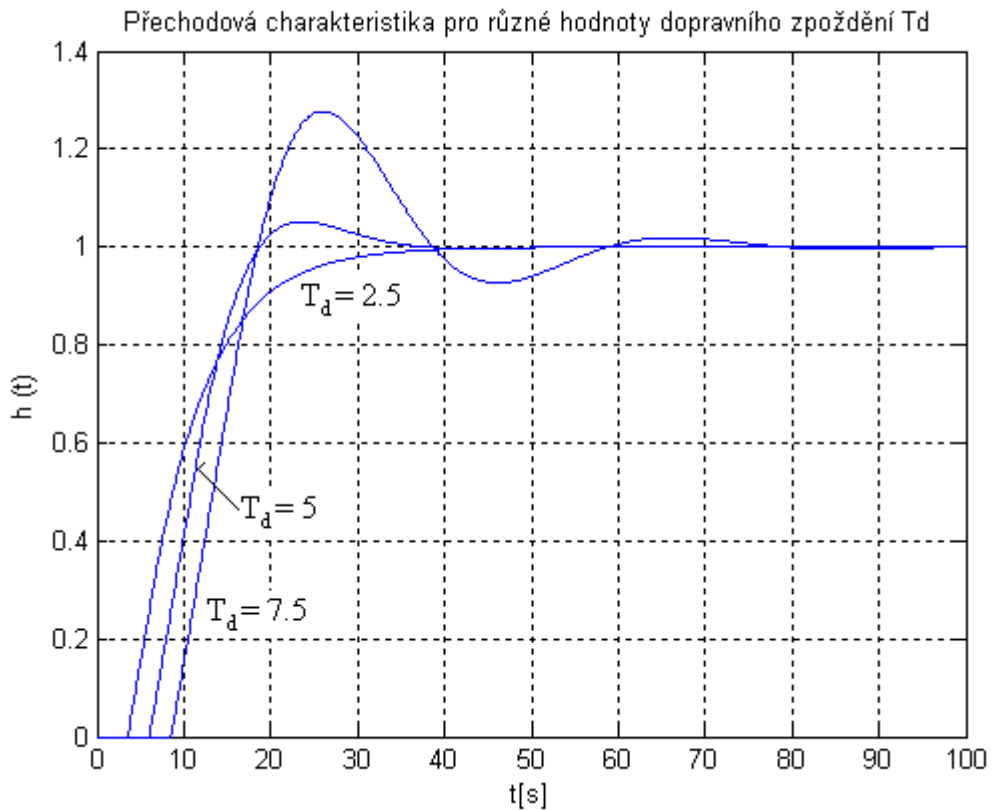
Změna dopravního zpoždění  $T_d$  má na průběh PID regulace opět podobný vliv, jako u PI a PD regulátorů (obr. 18). Tzn. že metoda není robustní na změnu časové konstanty  $T_1$ , která je větší, než dopravní zpoždění  $T_d$ .



Obr. 16 Vliv změny zesílení  $k_1$  na průběh regulace PID regulátoru



Obr. 17 Vliv změny časové konstanty  $T_1$  na průběh regulace PID regulátoru



Obr. 18 Vliv změny dopravního zpoždění  $T_d$  na průběh regulace PID regulátoru

#### 4.3.2 Regulace soustavy pro $T_d > T_1$

Druhá soustava byla navržena tak, aby platilo  $T_d > T_1$ . Parametry byly zvoleny takto:

$$k_1 = 1, T_1 = 1 \text{ s a } T_d = 10 \text{ s. Její přenos je pak } G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^2} e^{-T_d s} = \frac{1}{(s + 1)^2} e^{-10s}.$$

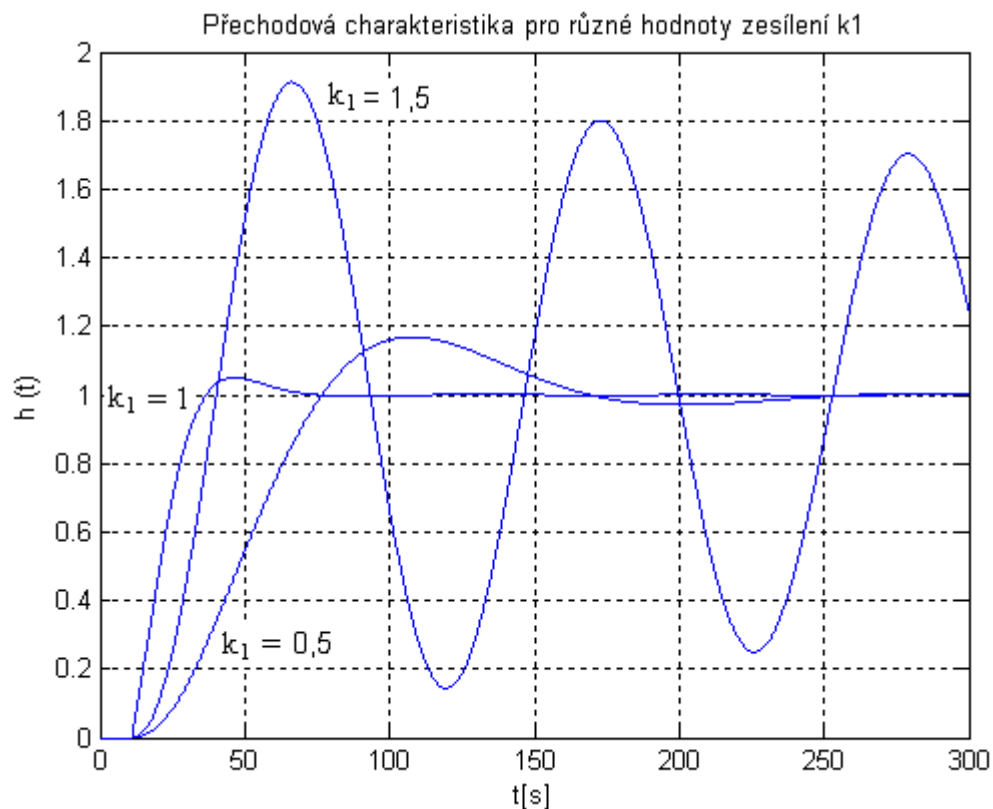
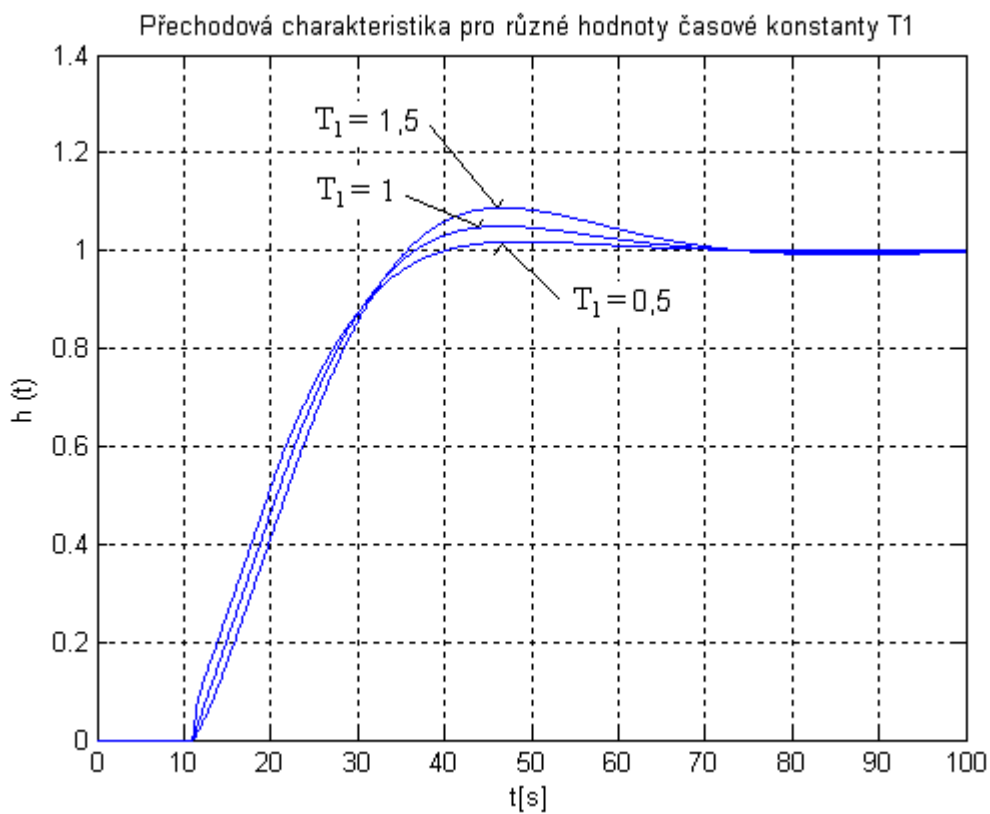
Metodou požadovaného modelu byl navržen PID regulátor, který by měl zajistit průběh regulace s překmitem 5 %. Jeho parametry jsou  $k_p^* = 0,1029$ ;  $T_I^* = 2 \text{ s}$  a  $T_D^* = 0,5 \text{ s}$ . Přenos

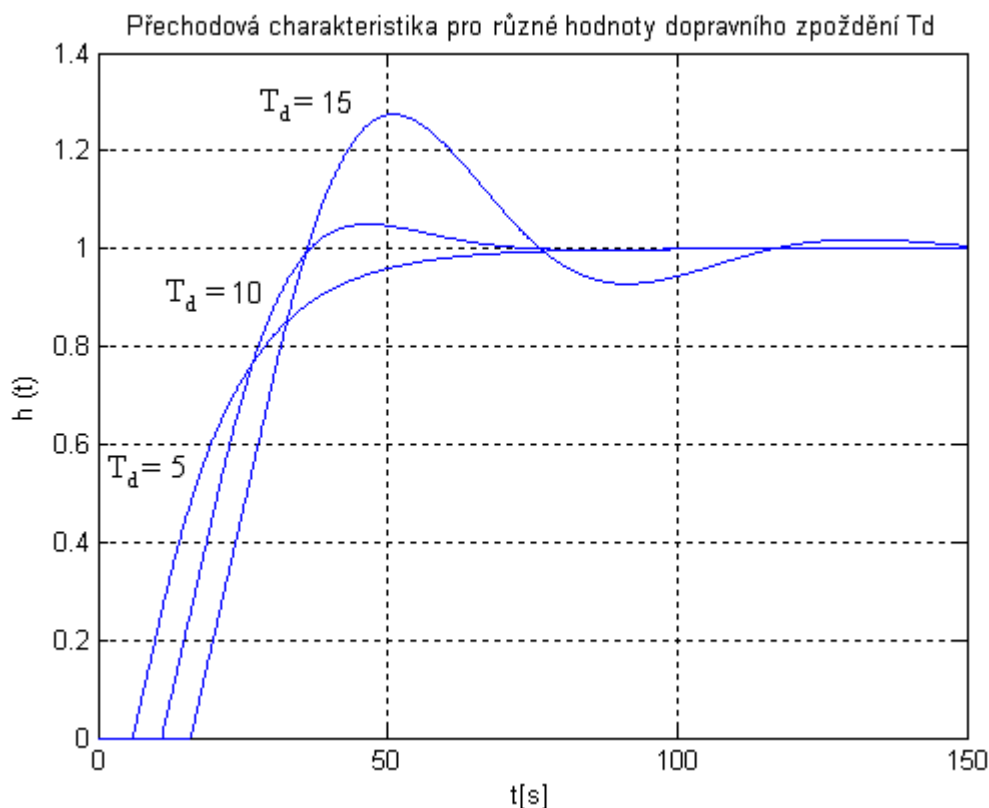
regulátoru je  $G_R(s) = 0,1029 \left( 1 + \frac{1}{2s} + 0,5s \right)$ . Pro takto navržený regulační obvod se

regulovaná veličina ustálí do 60 s.

Robustnost byla opět testována pro různé hodnoty zesílení, časové konstanty a dopravního zpoždění s odchylkou od původních hodnot o 50 %.



**Obr. 19** Vliv změny zesílení  $k_1$  na průběh regulace PID regulátoru**Obr. 20** Vliv změny časové konstanty  $T_1$  na průběh regulace PID regulátoru



**Obr. 21 Vliv změny dopravního zpoždění  $T_d$  na průběh regulace PID regulátoru**

Vliv změny zesílení  $k_1$  (obr. 19) je v tomto případě podstatně výraznější než u předchozího příkladu a naopak změna časové konstanty se příliš neprojeví (obr. 20). Zmenšení hodnoty  $T_1$  má dokonce pozitivní vliv na kvalitu regulace. Změna dopravního zpoždění  $T_d$  má opět podobný vliv, jako v předchozích příkladech (obr. 21). Tzn. že zvyšování hodnoty dopravního zpoždění  $T_d$  má negativní vliv na průběh regulace (větší překmit, delší doba ustálení regulované veličiny) a její zmenšování má naopak pozitivní vliv - menší překmit při prakticky stejné době regulace.

Vliv změny parametrů soustavy na kvalitu regulačního pochodu lze dobře odvodit i z hodnot integrálních kritérií. V tabulce 4.1 jsou uvedeny hodnoty integrálního kritéria ITAE pro nominální parametry soustavy a pak jejich přírůstek při změně parametrů o 50 %. Někdy se v buňkách vyskytnou záporné hodnoty, což znamená, že hodnota ITAE se zmenšila a regulace tak zlepšila. Dokazuje to tedy, že zmenšení dopravního zpoždění má pozitivní vliv na kvalitu regulačního pochodu ve všech testovaných příkladech.

Z posledních dvou řádků tabulky je možno vypočítat rozdíly v chování regulačního obvodu pro různé nominální hodnoty parametrů soustavy a jejich změny v rámci zkoušení robustnosti. Za pozornost stojí především rozdílná reakce na změnu časové konstanty  $T_1$ . Zatímco v prvním příkladě (nominální hodnoty č. 1) se změna citlivě

projeví a hodnota ITAE se znatelně zvětší, v druhém příkladě (nominální hodnoty č. 2) dojde pouze k malé změně průběhu. Navíc při snížení časové konstanty  $T_1$  o 50 % se hodnota ITAE zmenšila o 44,64 a kvalita regulace se tak dokonce zlepšila.

Tab. 4.1 – Robustnost PI, PD a PID regulace vyjádřená hodnotami ITAE

ITAE	Nominální $k_1, T_1, T_d$	$\Delta k_1$		$\Delta T_1$		$\Delta T_d$	
		+ 50 %	- 50 %	+ 50 %	- 50 %	+ 50 %	- 50 %
<b>PI*</b>	71,61	32,27	207,92	119,46	31,31	159,73	-1,34
<b>PD*</b>	84,15	74,52	195,58	105,75	38,75	211,23	-13,42
<b>PID*</b>	73,50	52,28	206,07	338,75	3917,29	177,36	-2,73
<b>PID**</b>	285,69	135,07	830,59	69,53	-44,64	644,48	-5,91

Pozn.: \*Nominální hodnoty č. 1:  $k_1 = 2$ ,  $T_1 = 10$  s a  $T_d = 5$  s.

\*\* Nominální hodnoty č. 2:  $k_1 = 1$ ,  $T_1 = 1$  s a  $T_d = 10$  s.

## 5 Ověření modifikací MPM

Bylo provedeno ověření tabulek 3.5, 3.6 a 3.7. Pro zvolenou soustavu byl navržen a seřízen regulátor použitím modifikací metody požadovaného modelu.

V rámci ověření modifikací MPM byla provedena simulace pro:

- spojitou i číslicovou regulaci,
- PI a PID regulaci,
- zvolené překmity  $\kappa = 0; 5; 10; 15; 20; 30; 40 \%$ ,
- regulací pomocí dob  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$  pro soustavy 1. – 6. řádu.

Všechny naměřené průběhy jsou zálohovány a přehled všech vlastností jednotlivých průběhů je zpracován v MS Excel. Soubor obsahuje informace o době regulace  $t_r$ , překmitu  $\kappa$  a kvalitě regulace vyjádřené integrálními kritérii IAE a ITAE.

Zde jsou prezentovány výsledky simulací pro překmit  $\kappa = 5 \%$  a  $\kappa = 20 \%$ . Tyto průběhy jsou reprezentativní za celý soubor měření. V tabulce 5.1 jsou uvedeny hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI pro spojitou (S) i číslicovou (Č) regulaci.

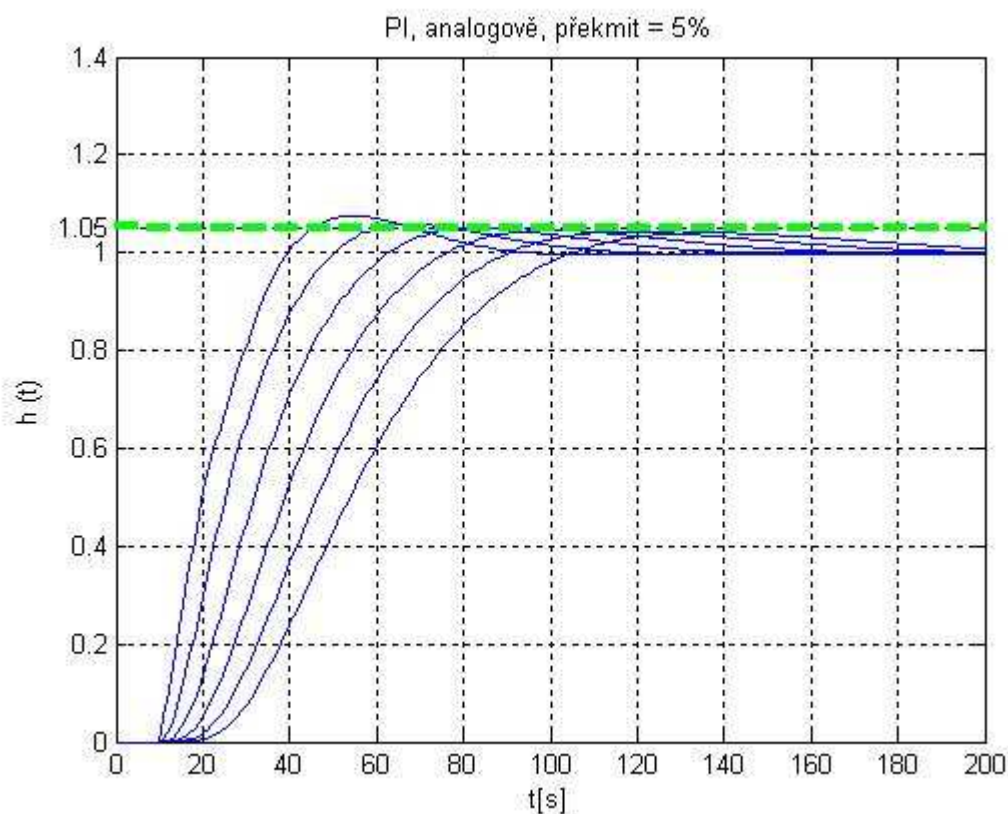
Tab. 5.1 - Hodnoty stavitelných parametrů analogových a číslicových regulátorů PI

Regulovaná soustava		$\kappa = 5 \%$		$\kappa = 20 \%$	
		$k_P^*$	$T_I^*$	$k_P^*$	$T_I^*$
1. S	$\frac{2}{5s+1}e^{-10s}$	0,128601	5	0,173974	5
1. Č		0,110165	4,5	0,148682	4,5
2. S	$\frac{2}{(5s+1)^2}e^{-10s}$	0,15803	7,84	0,213786	7,84
2. Č		0,142306	7,34	0,192155	7,34
3. S	$\frac{2}{(5s+1)^3}e^{-10s}$	0,157568	9,9	0,213161	9,9
3. Č		0,145066	9,4	0,195956	9,4
4. S	$\frac{2}{(5s+1)^4}e^{-10s}$	0,150342	11,6	0,203386	11,6
4. Č		0,140284	11,1	0,189547	11,1
5. S	$\frac{2}{(5s+1)^5}e^{-10s}$	0,141865	13,075	0,191918	13,075
5. Č		0,133588	12,575	0,180535	12,575
6. S	$\frac{2}{(5s+1)^6}e^{-10s}$	0,133827	14,405	0,181043	14,405
6. Č		0,126862	13,905	0,17147	13,905

### 5.1 Spojitá PI regulace

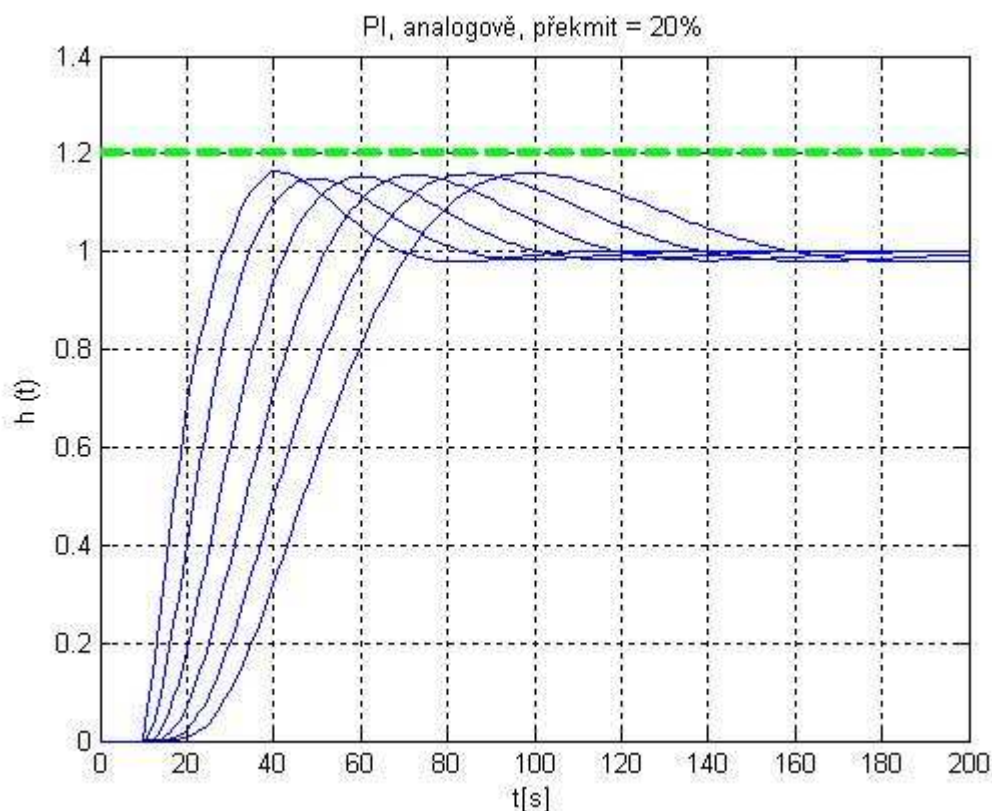
První modifikace MPM se zabývá PI regulací a potřebné vztahy jsou uvedeny v tabulce 3.5. Pro její ověření byla zvolena soustava s přenosem

$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(5s + 1)^{1+6}} e^{-10s}$ . Výsledky regulace pro první až šestý řádek tabulky při zvoleném překmitu  $\kappa = 5\%$  jsou zobrazeny na obrázku 22. Z grafu je patrné, že navržený regulátor funguje bezchybně pro všech šest typů soustav.



**Obr. 22 Spojitá PI regulace pro 5 % překmit**

Pro překmit  $\kappa = 20\%$  byly zjištěny průběhy regulace a jsou zobrazeny na obrázku 23. Došlo k nárůstu doby regulace a požadovaný překmit nebyl přesážen. Relativní překmit se pohybuje kolem 16 % pro všechny soustavy.



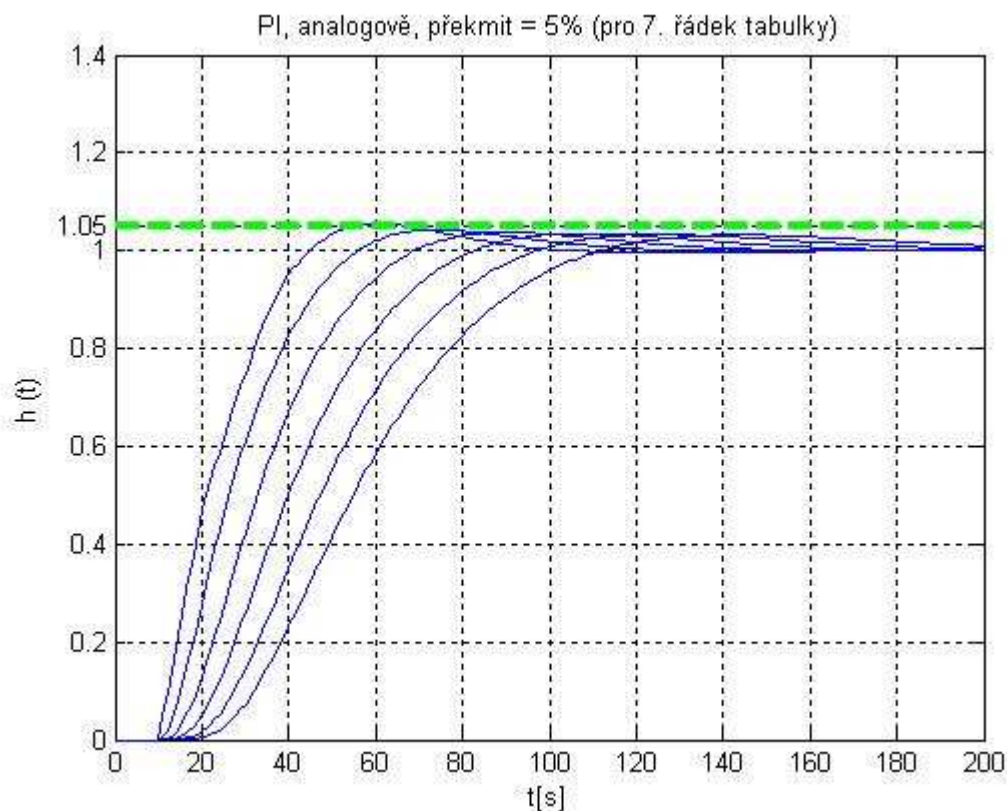
Obr. 23 Spojitá PI regulace pro 20 % překmit

Přechodové charakteristiky byly rovněž odvozeny pro 7. řádek tabulky 3.5, spojitě PI regulace, kde syntéza regulačního obvodu vychází ze znalosti zesílení  $k_1$  a časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ . Hodnoty časových konstant i parametrů regulátoru jsou v tabulce 5.2.

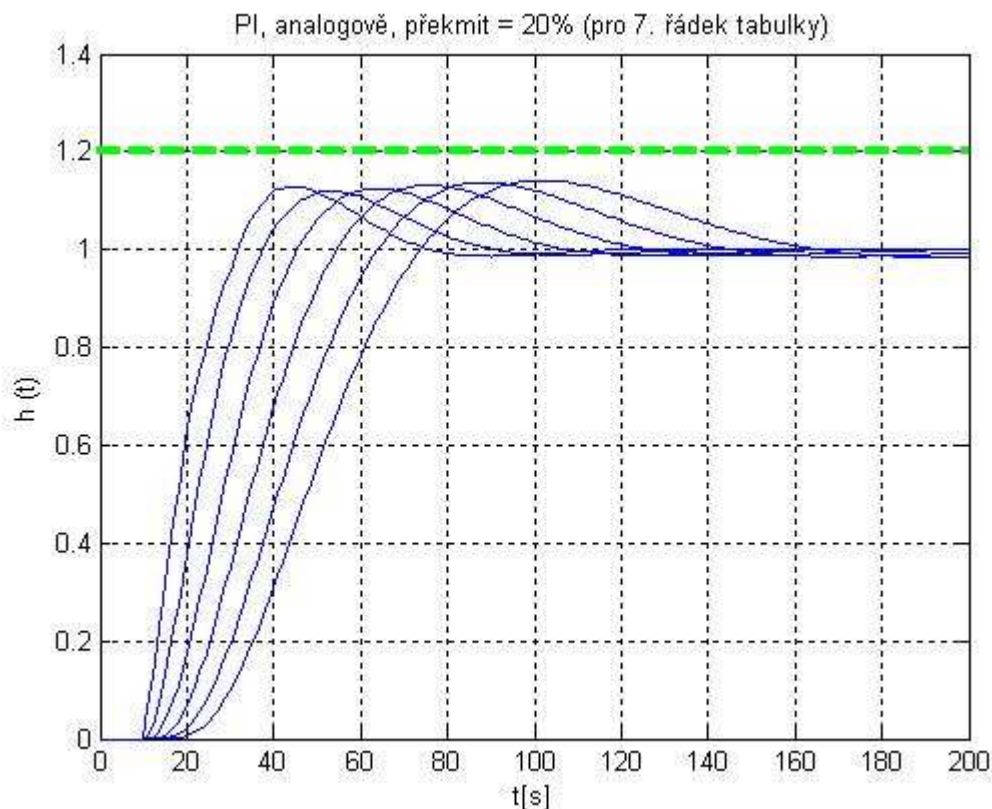
Tab. 5.2 - Hodnoty časových konstant a stavitelných parametrů regulátoru PI

Regulovaná soustava		$t_{0,33}$	$t_{0,7}$	$\kappa = 5 \%$		$\kappa = 20 \%$	
				$k_P^*$	$T_I^*$	$k_P^*$	$T_I^*$
1.	$\frac{2}{5s+1}e^{-10s}$	13,01	17,06	0,117972	5,04225	0,159594	5,04225
2.	$\frac{2}{(5s+1)^2}e^{-10s}$	16,9	23,25	0,148014	7,90575	0,200236	7,90575
3.	$\frac{2}{(5s+1)^3}e^{-10s}$	21,13	29,11	0,148947	9,9351	0,201498	9,9351
4.	$\frac{2}{(5s+1)^4}e^{-10s}$	25,49	34,82	0,143335	11,61585	0,193906	11,61585
5.	$\frac{2}{(5s+1)^5}e^{-10s}$	29,94	40,46	0,136378	13,0974	0,184494	13,0974
6.	$\frac{2}{(5s+1)^6}e^{-10s}$	34,45	46,05	0,129546	14,442	0,175253	14,442

Z výsledných grafů (obr. 24 a 25) je patrné, že regulace soustav 1. až 6. řádu při použití vztahů ze 7. řádku tabulky 3.5 probíhá stejně jako při použití vztahů pro každou soustavu zvlášť (obr. 22 a 23). Tím je potvrzena spolehlivost a univerzálnost metody vycházející z časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ .



**Obr. 24** Spojitá PI regulace pro 5 % překmit (7. řádek)

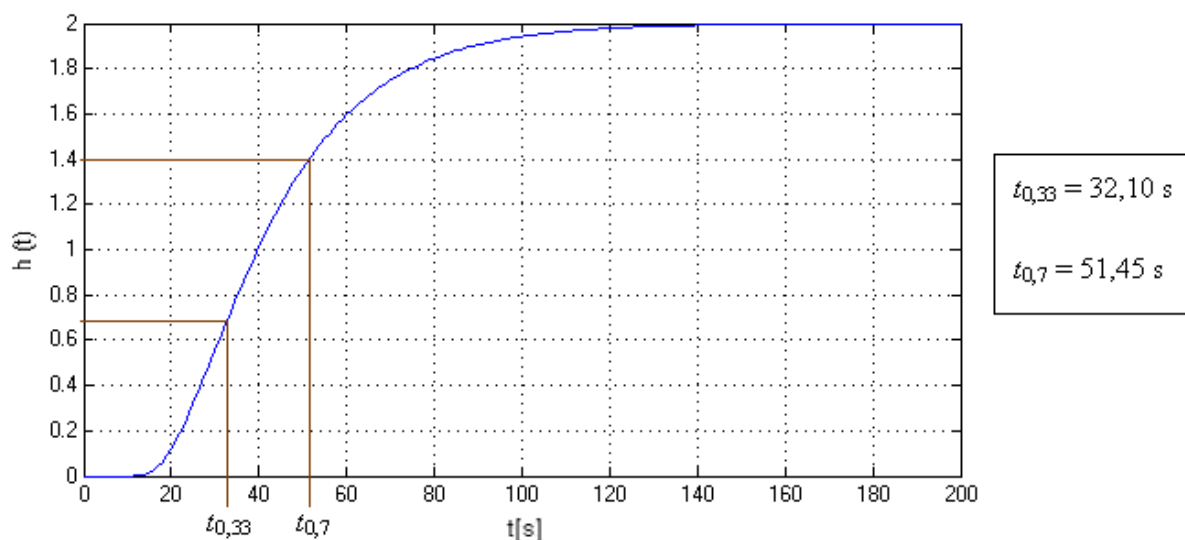


Obr. 25 Spojitá PI regulace pro 20 % překmit (7. řádek)

Největší přednost této metody však spočívá v možnosti použití pro návrh regulátoru k soustavám s přenosem v jiném než standardním tvaru. Pro otestování této varianty byla zvolena regulovaná soustava s přenosem

$$G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)(20s+1)(3s+1)(s+1)} e^{-10s}.$$

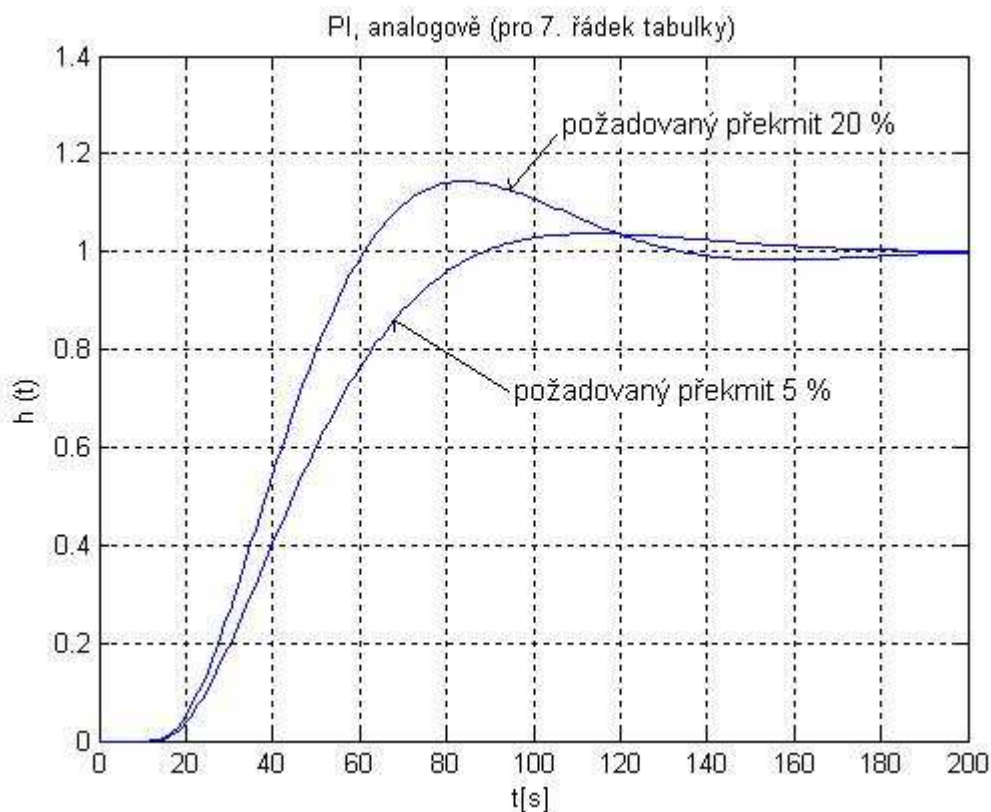
Přechodová charakteristika této soustavy i s odvozením časových konstant je na obr. 26.



Obr. 26 Přechodová charakteristika soustavy s odvozením časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$



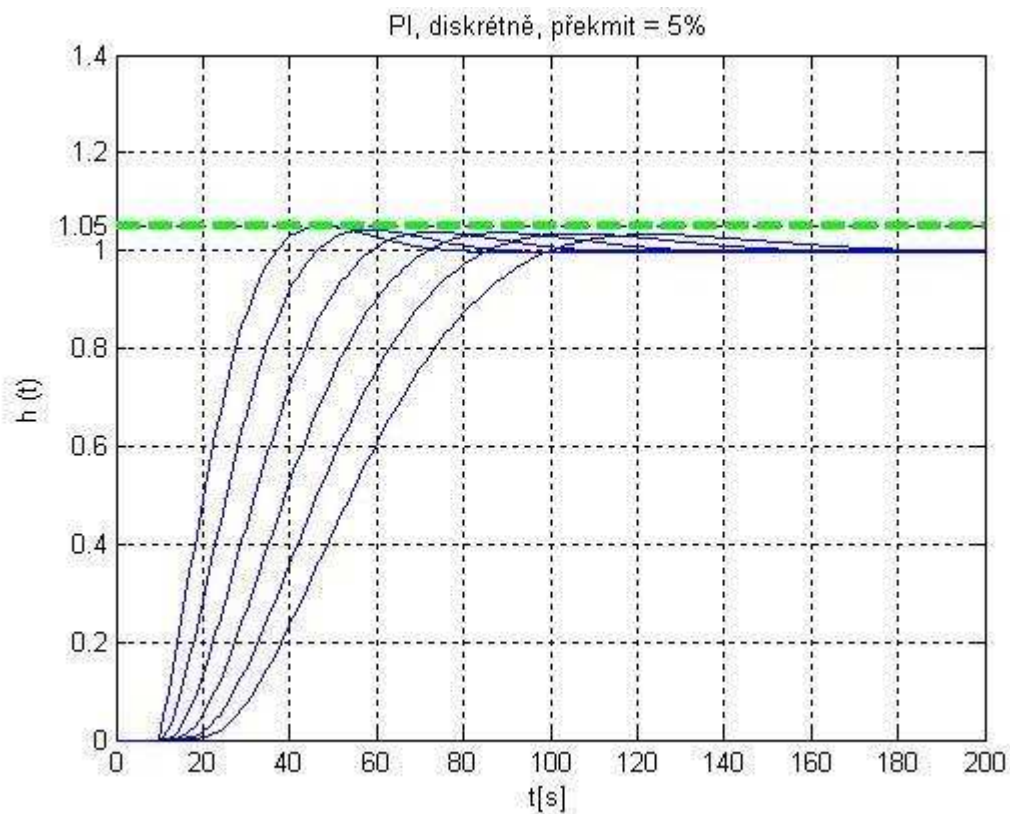
Podle 7. řádku tabulky 3.5 byl navržen regulátor s parametry  $k_p = 0,28$  a  $T_I = 24,09$  s pro překmit  $\kappa = 5 \%$  a  $k_p = 0,37$  a  $T_I = 24,09$  s pro překmit  $\kappa = 20 \%$ . Průběh regulace lze sledovat na obr. 27. Regulace proběhne v pořádku a výsledný relativní překmit je opět o trochu menší než požadovaný.



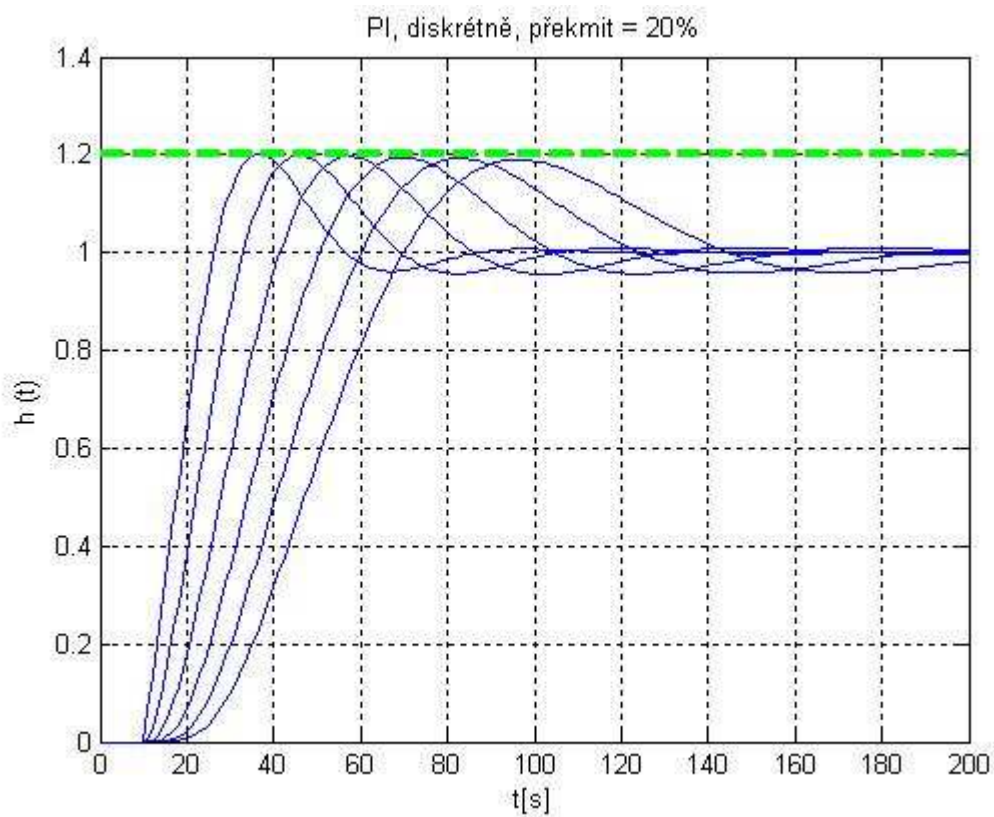
Obr. 27 Spojitá PI regulace pro soustavu s přenosem v nestandardním tvaru

## 5.2 Číslicová PI regulace

Pro ověření číslicové PI regulace byla zvolena stejná soustava jako u spojitě PI regulace. Hodnoty parametrů regulátoru jsou uvedeny v tabulce 5.1. Výsledky dosažené ověřováním číslicové regulace se podobají těm, které byly zjištěny při spojitě regulaci. Pro překmit  $\kappa = 5 \%$  odpovídají naměřené přechodové charakteristiky (obr. 28) požadovaným vlastnostem. Rovněž pro překmit  $\kappa = 20 \%$  byly naměřeny přechodové charakteristiky (obr. 29), které dodržují požadovanou hodnotu překmitu u všech šesti typů soustav.

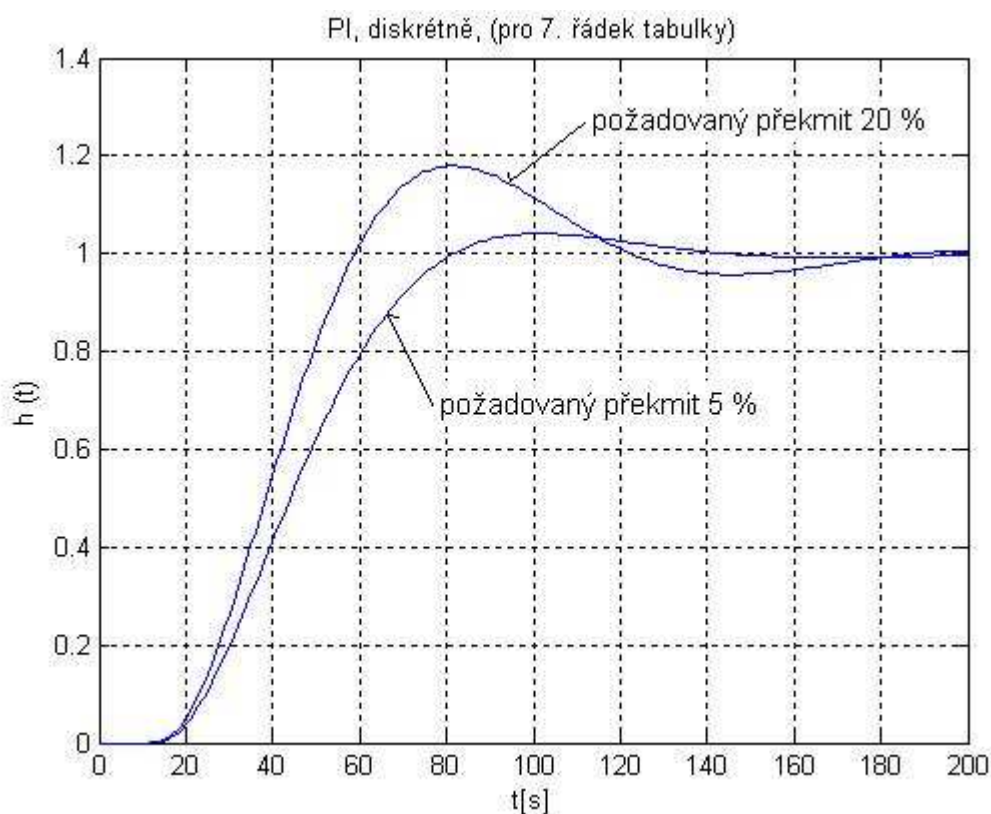


Obr. 28 Číslicová PI regulace pro 5 % překmit



Obr. 29 Číslicová PI regulace pro 20 % překmit

Pro otestování vztahů ze 7. řádku tabulky 3.5 pro číslicovou regulaci byla zvolena regulovaná soustava s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)(20s+1)(3s+1)(s+1)} e^{-10s}$ . Vzorkovací perioda byla  $T = 1$  s. Navržený číslicový regulátor má parametry  $k_p = 0,28$  a  $T_I = 23,6$  s pro překmit  $\kappa = 5\%$  a  $k_p = 0,36$  a  $T_I = 23,6$  s pro překmit  $\kappa = 20\%$ . Průběh regulace lze sledovat na obr. 30. Stejně jako u spojité regulace i zde ustálení regulované veličiny proběhne v pořádku a výsledný relativní překmit je o trochu menší než požadovaný.



Obr. 30 Číslicová PI regulace pro soustavu s přenosem v nestandardním tvaru

### 5.3 Spojitá PID regulace

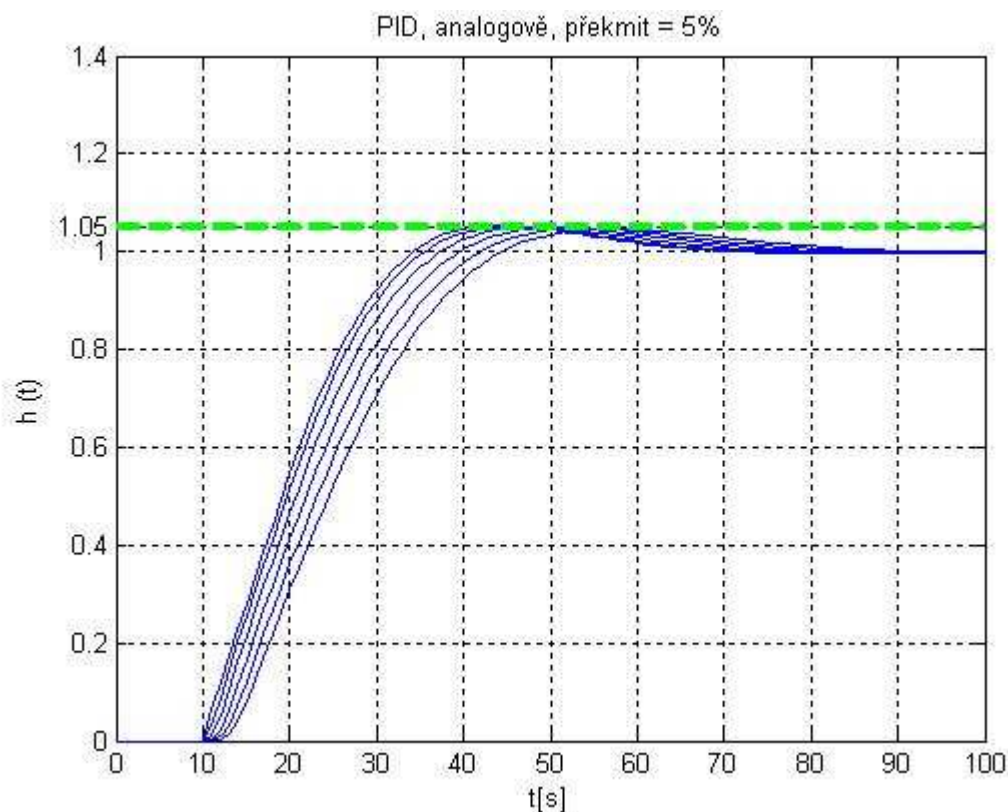
Druhá modifikace MPM se zabývá PID regulací a potřebné vztahy jsou uvedeny v tabulce 3.6. Pro její ověření byla zvolena soustava s přenosem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(s+1)^{1+6}} e^{-10s}.$$

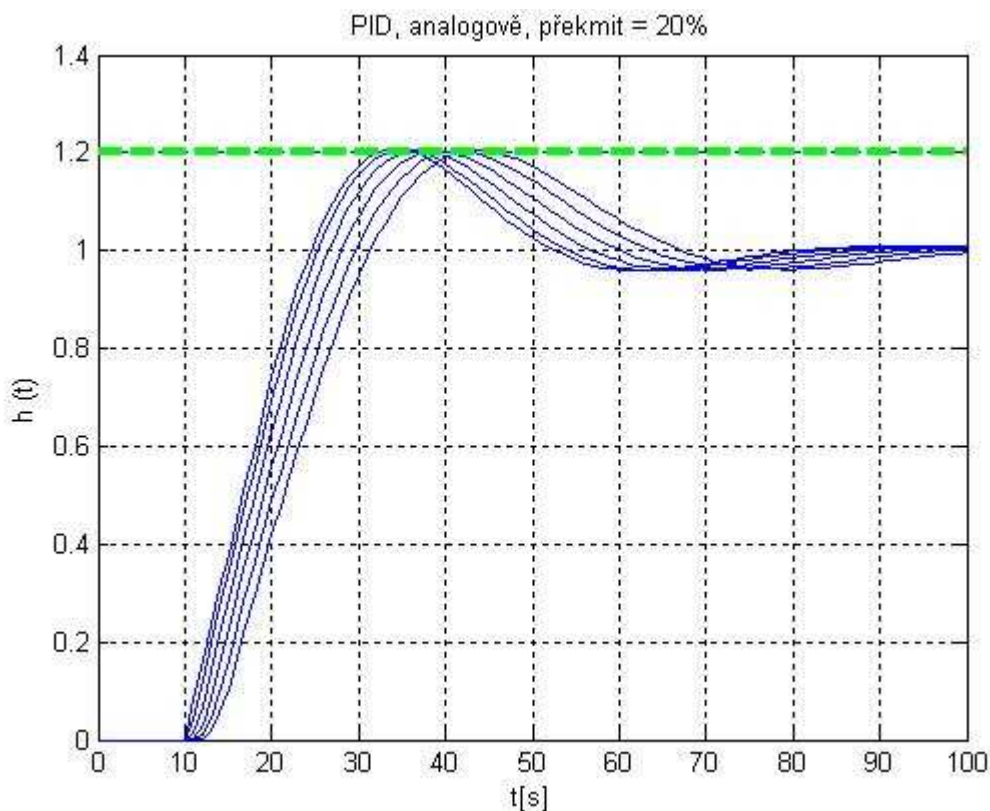
Vypočtené parametry regulátoru pro spojitou i číslicovou regulaci jsou v tabulce 5.3. Hodnoty časových konstant  $T_I$  a  $T_D$  jsou pro různé hodnoty překmitu stejné. Výsledky regulace při zvolených překmitech  $\kappa = 5\%$  a  $\kappa = 20\%$  jsou zobrazeny na obrázcích 31 a 32.

Tab. 5.3 - Hodnoty stavitelných parametrů analogových a číslicových regulátorů PID

Regulovaná soustava		$k_P^*$		$T_I^*$	$T_D^*$
		$\kappa = 5 \%$	$\kappa = 20 \%$		
1. S	$\frac{2}{s+1}e^{-10s}$	0,034016	0,046018	1,276	0,319
1. Č		0,006991	0,009434	0,276	0,069
2. S	$\frac{2}{(s+1)^2}e^{-10s}$	0,05144	0,069589	2	0,5
2. Č		0,024481	0,03304	1	0,25
3. S	$\frac{2}{(s+1)^3}e^{-10s}$	0,06167	0,083428	2,526	0,6315
3. Č		0,035548	0,047982	1,526	0,3815
4. S	$\frac{2}{(s+1)^4}e^{-10s}$	0,068261	0,092345	2,96	0,74
4. Č		0,043238	0,058369	1,96	0,49
5. S	$\frac{2}{(s+1)^5}e^{-10s}$	0,072585	0,098194	3,336	0,834
5. Č		0,04874	0,065804	2,336	0,584
6. S	$\frac{2}{(s+1)^6}e^{-10s}$	0,075499	0,102136	3,676	0,919
6. Č		0,052825	0,071327	2,676	0,669



Obr. 31 Spojitá PID regulace pro 5 % překmit



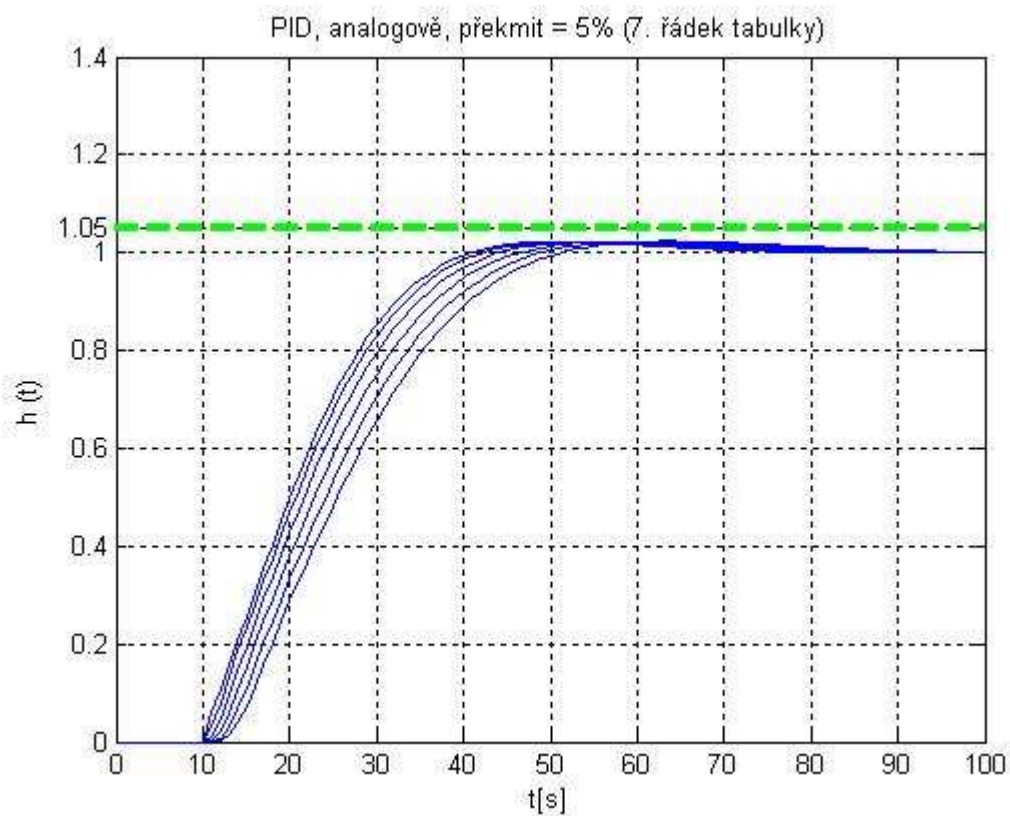
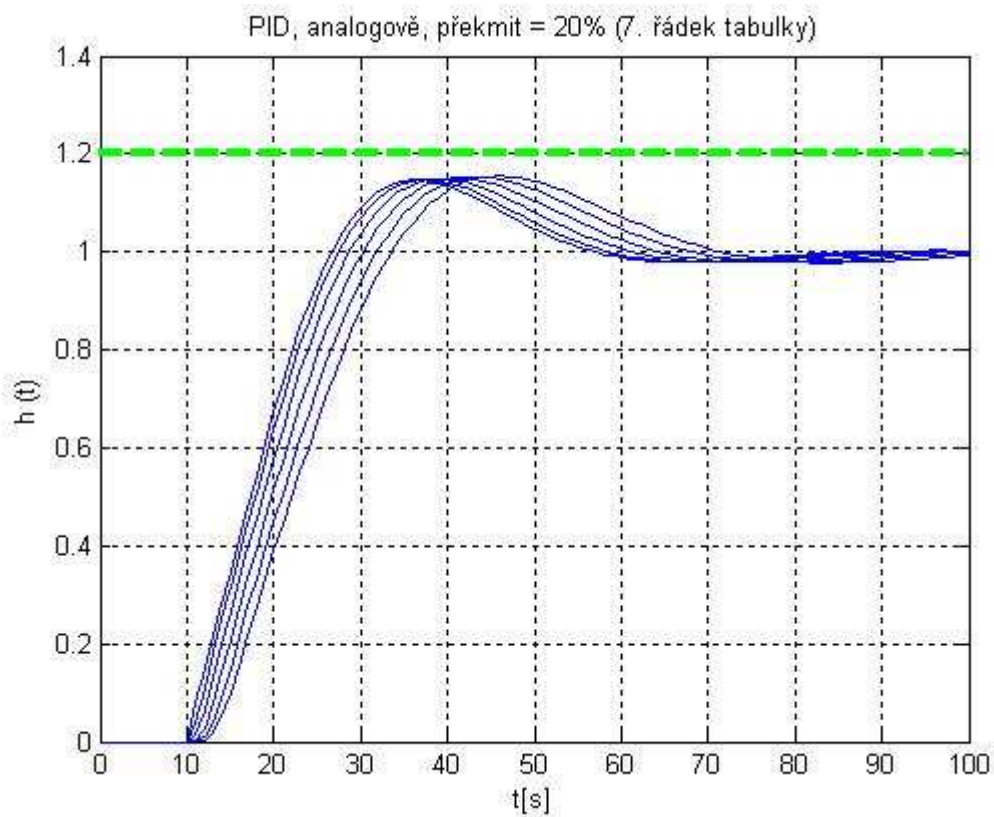
Obr. 32 Spojitá PID regulace pro 20 % překmit

Pro 7. řádek tabulky 3.6, spojitě PID regulace, kde syntéza regulačního obvodu vychází ze znalosti zesílení  $k_1$  a časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ , byly odvozeny přechodové charakteristiky (obr. 33 a 34). Hodnoty časových konstant i parametrů regulátoru jsou v tabulce 5.4.

Tab. 5.4 - Hodnoty časových konstant a stavitelných parametrů regulátoru PID

Regulovaná soustava		$t_{0,33}$	$t_{0,7}$	$k_P^*$		$T_I^*$	$T_D^*$
				$\kappa = 5 \%$	$\kappa = 20 \%$		
1.	$\frac{2}{s+1}e^{-10s}$	11,4	12,22	0,031531	0,042656	1,30216	0,32554
2.	$\frac{2}{(s+1)^2}e^{-10s}$	12,18	13,45	0,047245	0,063914	2,01676	0,50419
3.	$\frac{2}{(s+1)^3}e^{-10s}$	13,02	14,62	0,056781	0,076814	2,5408	0,6352
4.	$\frac{2}{(s+1)^4}e^{-10s}$	13,9	15,77	0,062939	0,085145	2,96956	0,74239
5.	$\frac{2}{(s+1)^5}e^{-10s}$	14,79	16,89	0,066963	0,095617	3,3348	0,8337
6.	$\frac{2}{(s+1)^6}e^{-10s}$	15,69	18,01	0,070181	0,094943	3,68416	0,92104



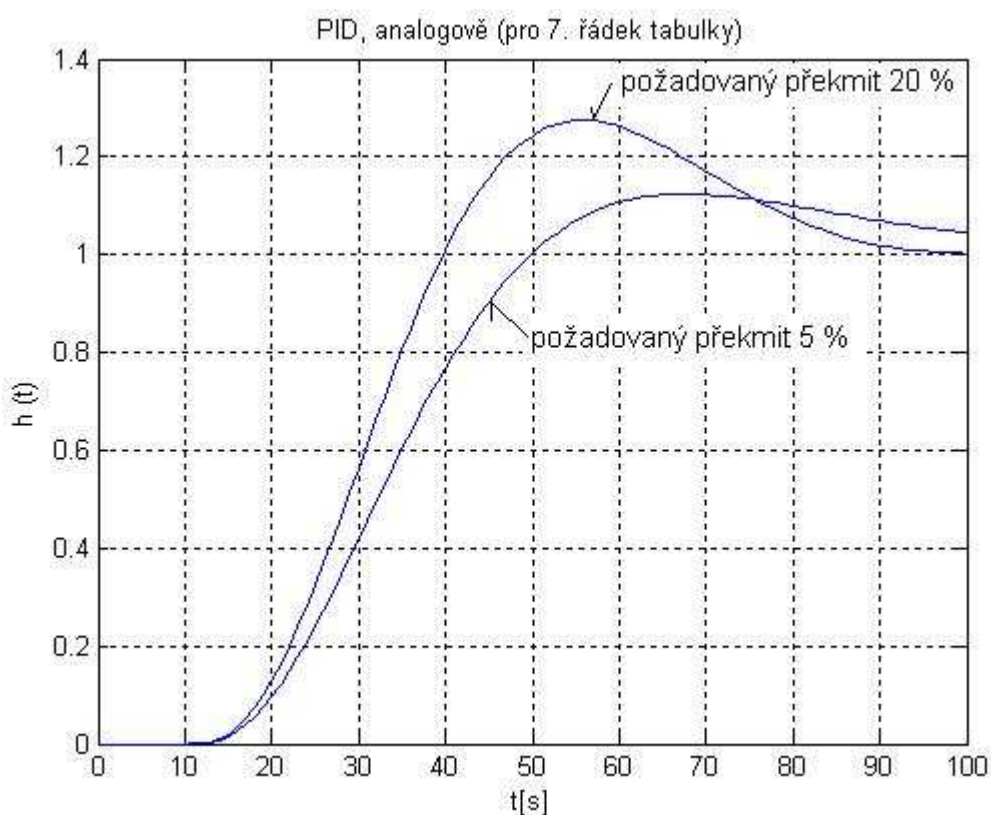
**Obr. 33** Spojitá PID regulace pro 5 % překmit (7. řádek)**Obr. 34** Spojitá PID regulace pro 20 % překmit (7. řádek)

Z přechodových charakteristik je tedy vidět, že regulace probíhá podobně jako na obr. 28 resp. 29 s tím rozdílem, že překmit je zde o trochu menší než požadovaný. Pro další ověřování byla zvolena regulovaná soustava s přenosem

$$G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)(20s+1)(3s+1)(s+1)} e^{-10s}.$$

Odvození časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$  je stejné

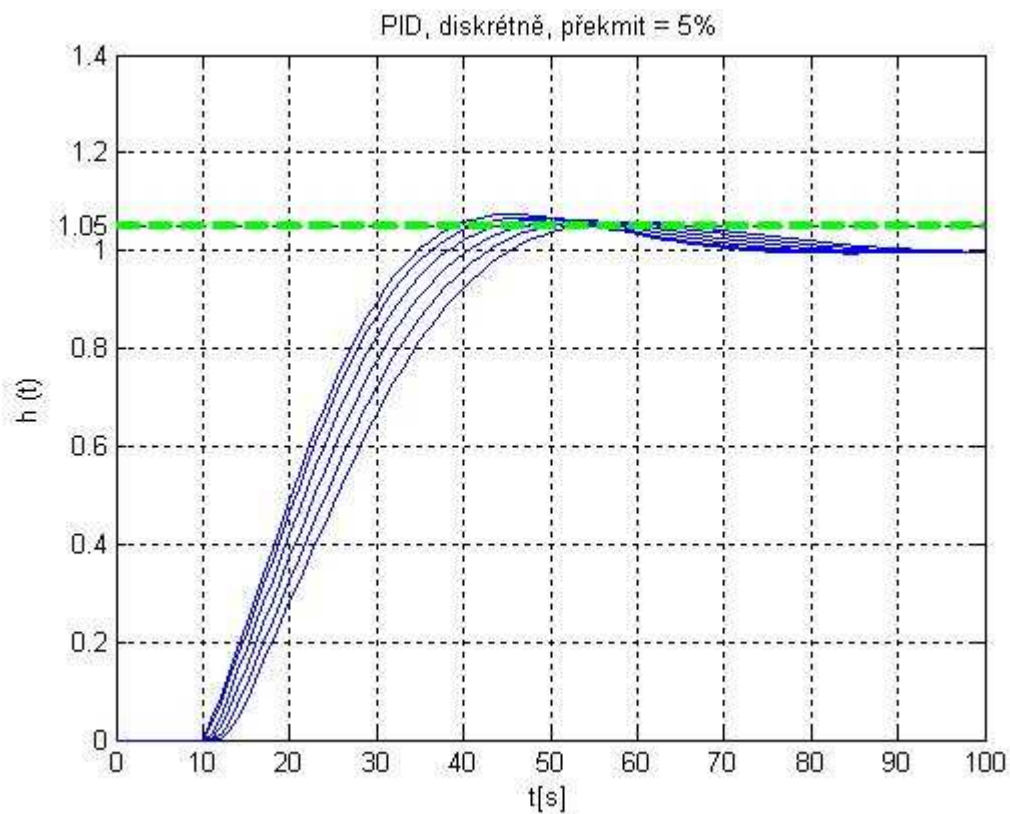
jako u PI regulace (obr. 26). Podle 7. řádku tabulky 3.6 byl navržen regulátor s parametry  $k_p = 0,57$ ,  $T_I = 30,74$  s a  $T_D = 7,69$  s pro překmit  $\kappa = 5\%$  a  $k_p = 0,77$ ,  $T_I = 30,74$  s a  $T_D = 7,69$  s pro překmit  $\kappa = 20\%$ . Průběh regulace lze sledovat na obr. 35. Je vidět, že požadovaný překmit byl v obou případech překročen.



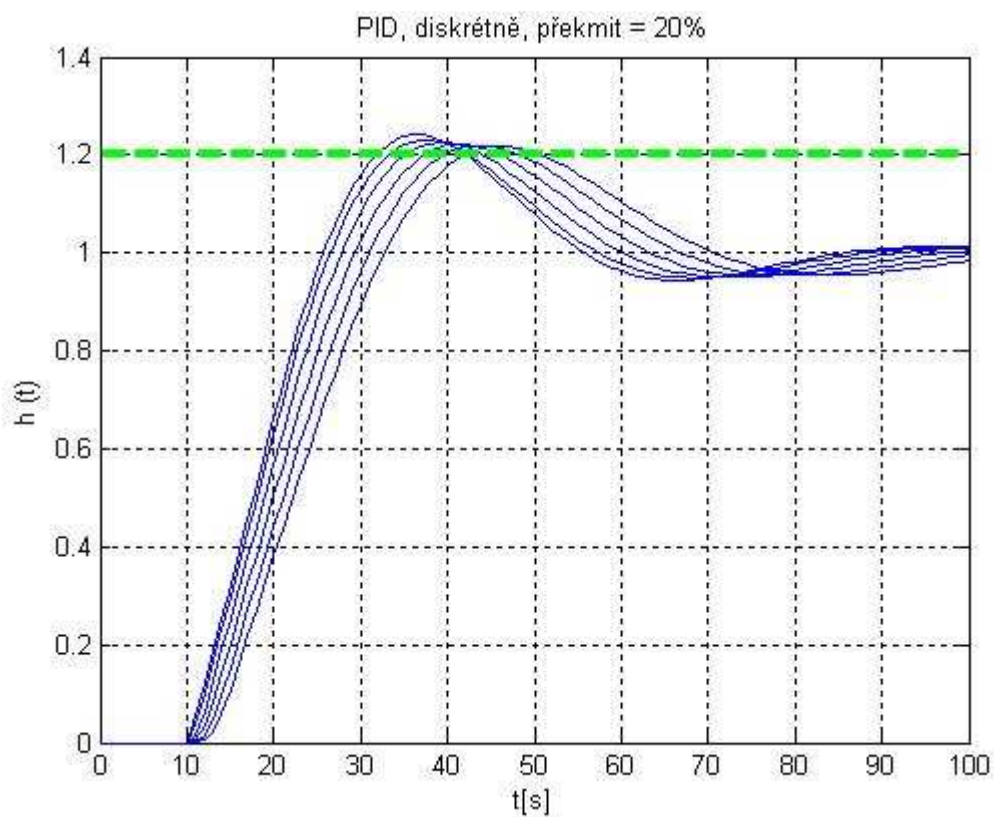
Obr. 35 Spojitá PID regulace pro soustavu s přenosem v nestandardním tvaru

## 5.4 Číslicová PID regulace

Číslicová PID regulace byla ověřována na stejné soustavě jako spojitá PID regulace. Hodnoty parametrů regulátoru jsou uvedeny v tabulce 5.3. Výsledky dosažené ověřováním číslicové regulace se podobají těm, které byly zjištěny při spojité regulaci. Pro překmit  $\kappa = 5\%$  odpovídají naměřené přechodové charakteristiky (obr. 36) požadovaným vlastnostem. Rovněž pro překmit  $\kappa = 20\%$  byly naměřeny přechodové charakteristiky (obr. 37), které vykazují jen nepatrné překročení požadované hodnoty relativního překmitu.



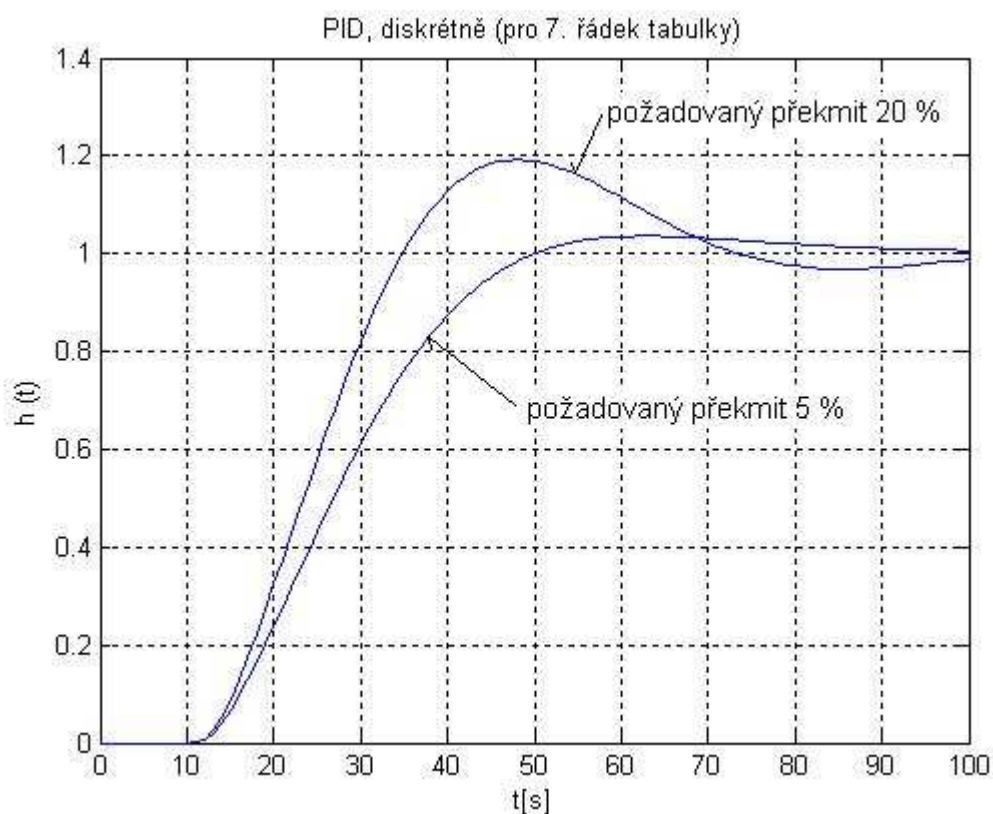
Obr. 36 Číslicová PID regulace pro 5 % překmit



Obr. 37 Číslicová PID regulace pro 20 % překmit



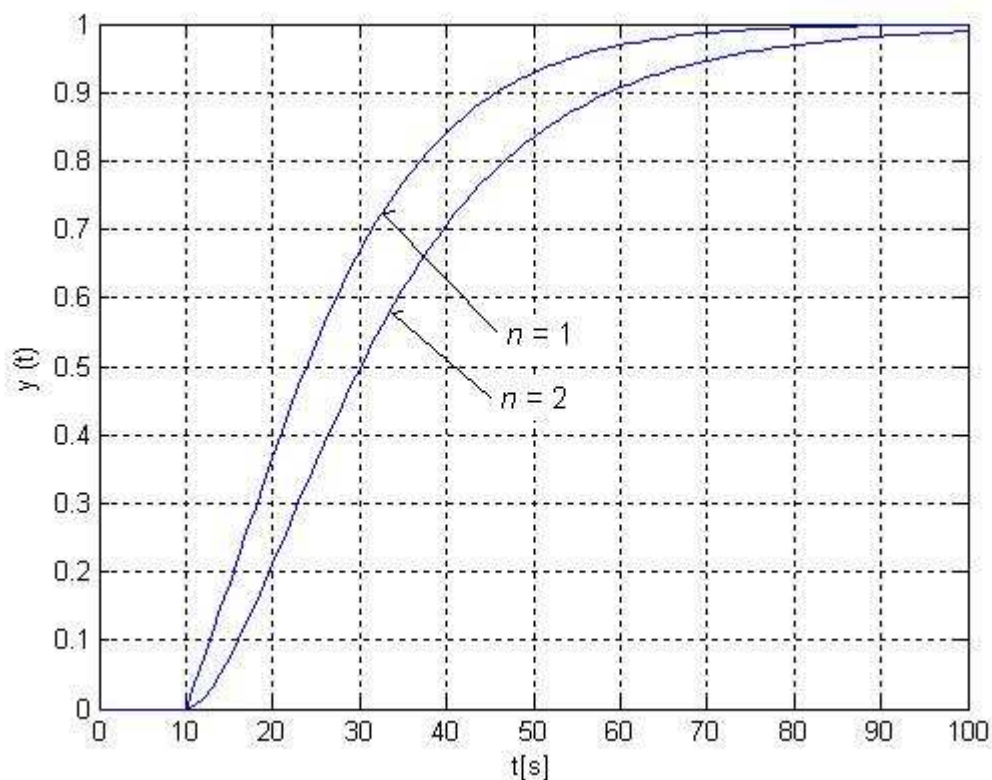
Pro otestování vztahů ze 7. řádku tabulky 3.6 pro číslicovou regulaci byla opět zvolena regulovaná soustava s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)(20s+1)(3s+1)(s+1)} e^{-10s}$ . Vzorkovací perioda byla  $T = 1$  s. Navržený regulátor má parametry  $k_p = 0,55$ ,  $T_I = 29,74$  s a  $T_D = 7,69$  s pro překmit  $\kappa = 5\%$  a  $k_p = 0,74$ ,  $T_I = 29,74$  s a  $T_D = 7,69$  s pro překmit  $\kappa = 20\%$ . Průběh regulace lze sledovat na obr. 38. Ustálení regulované veličiny zde proběhne v pořádku a výsledný relativní překmit je o trochu menší než požadovaný.



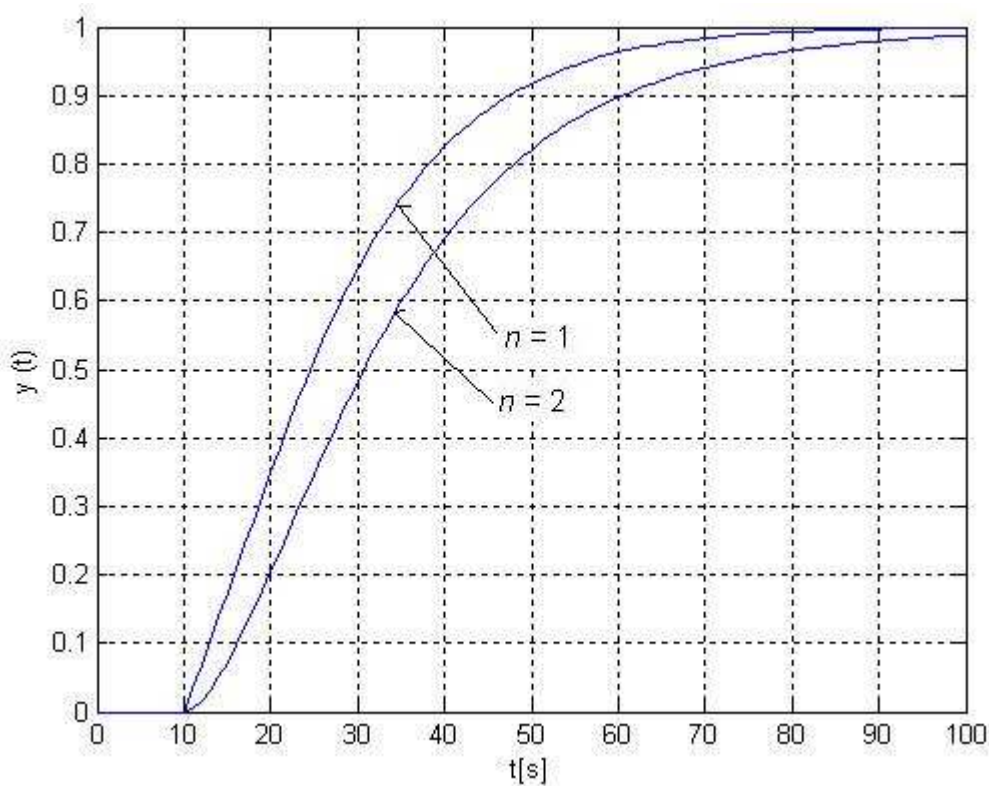
Obr. 38 Číslicová PID regulace pro soustavu s přenosem v nestandardním tvaru

### 5.5 Regulace PI pro MPM s jedním ladicím parametrem

Tato modifikace je určena pouze pro aperiodické regulované soustavy 1. a 2. řádu s dopravním zpožděním. Pro její ověření byly tedy zvoleny regulované soustavy s parametry  $k_1 = 2$ ,  $T_1 = 5$  s a  $T_d = 10$  s. Vztahy potřebné pro návrh regulátoru jsou uvedeny v tabulce 3.7. Výsledky regulace jsou zobrazeny na obrázcích 39 a 40. Z grafu je patrné, že navržený regulátor pracuje bezchybně pro obě regulované soustavy a výstupní hodnota se ustálí na požadované hodnotě bez překmitu. Také lze vidět, že spojitá i číslicová regulace mají stejné průběhy.



**Obr. 39** Analogová PI regulace pro soustavy se setrvačností 1. a 2. řádu



**Obr. 40** Číslicová PI regulace pro soustavy se setrvačností 1. a 2. řádu

Hodnoty stavitelných parametrů regulátorů jsou uvedeny v tabulce 5.5. Ve stejné tabulce jsou rovněž hodnoty veličin určující kvalitu regulace, tzn. relativní překmit  $\kappa$ , doba

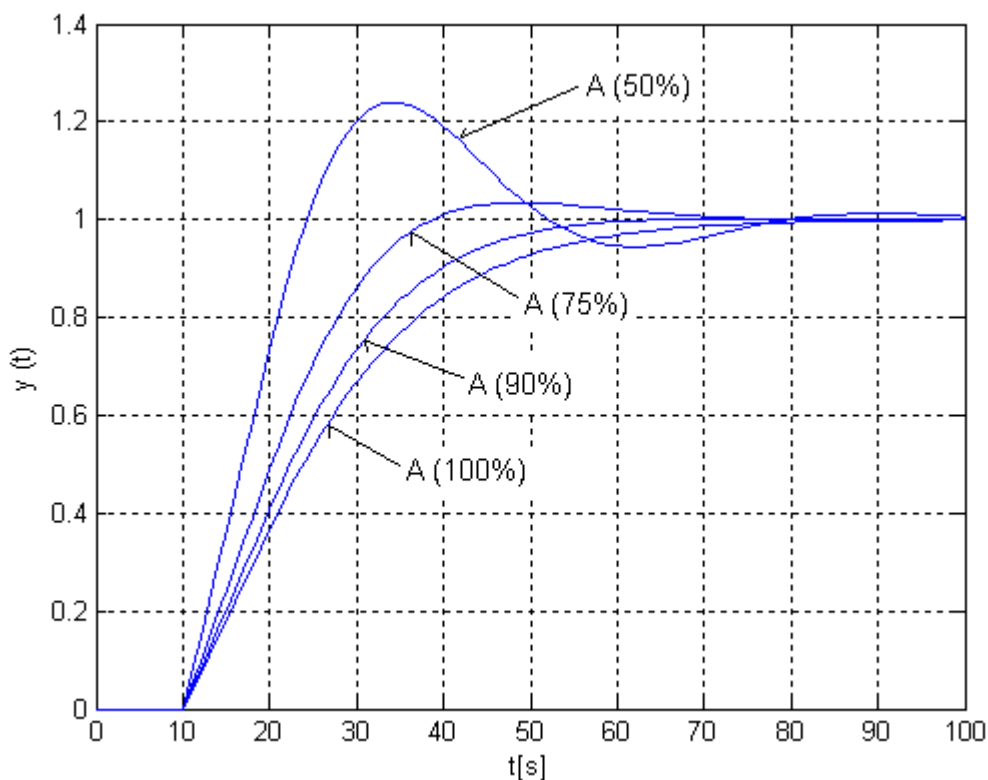
regulace  $t_r$  a integrální kritérium ITAE. Dále je tam maximální hodnota ladícího parametru  $A$ .

Tab. 5.5 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI a výsledky regulace

Regulovaná soustava		$A$ [-]	$k_p^*$ [-]	$T_I^*$ [s]	$\kappa$ [%]	$t_r$ [s]	ITAE [-]
1. S	$\frac{2}{5s+1}e^{-10s}$	27,18	0,092	5	0	65,32	466,2
1. Č		28,46	0,079	4,5	0	67,6	495,21
2. S	$\frac{2}{(5s+1)^2}e^{-10s}$	34,68	0,113	7,854	0	88,36	757,4
2. Č		35,96	0,102	7,354	0	90,73	792,45

Simulace byly provedeny pro maximální hodnotu ladícího parametru  $A$ . V tabulce 3.7. je však výpočet tohoto parametru označen nerovností, tzn. že pro seřízení regulátoru je možno použít i menších hodnot ladícího parametru.

Cílem dalších simulací bylo proto zjistit vliv zmenšování ladícího parametru  $A$  na kvalitu regulace. Na obrázku 41 je zobrazeno, jak se projeví zmenšení ladícího parametru na spojitě řízení soustavy prvního řádu. Hodnota ladícího parametru je zde vyjádřena v procentech vůči maximální hodnotě.



Obr. 41 Vliv snižování ladícího parametru  $A$  na průběh spojitě PI regulace

V tabulce 5.6. je přehledně shrnut vliv působení změny ladícího parametru  $A$  na kvalitu regulace pro všechny čtyři testované soustavy.

Tab. 5.6 - Vliv snižování ladícího parametru  $A$  na kvalitu PI regulace

Spojitá regulace PI, soustava 1. řádu						
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	27,1828	0,0920	5	0,00	65,32	466,20
90	24,4645	0,1022	5	0,17	51,96	360,60
75	20,3871	0,1226	5	3,46	60,28	289,31
50	13,5914	0,1839	5	23,95	73,87	371,20
Číslicová regulace PI, soustava 1. řádu						
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	28,4645	0,0790	4,5	0,00	67,60	495,21
90	25,6181	0,0878	4,5	0,20	53,66	382,16
75	21,3484	0,1054	4,5	3,57	62,98	306,98
50	14,2323	0,1581	4,5	24,19	77,07	396,35
Spojitá regulace PI, soustava 2. řádu						
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	34,6828	0,1132	7,854	0,00	88,36	757,40
90	31,2145	0,1258	7,854	0,00	69,55	590,83
75	26,0121	0,1510	7,854	2,66	68,83	435,28
50	17,3414	0,2265	7,854	23,84	92,14	561,76
Číslicová regulace PI, soustava 2. řádu						
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	35,9645	0,1022	7,354	0,00	90,73	792,45
90	32,3681	0,1136	7,354	0,00	71,39	617,75
75	26,9734	0,1363	7,354	2,69	71,35	455,37
50	17,9823	0,2045	7,354	23,90	95,07	589,89

V levé části tabulky je uvedena hodnota ladícího parametru  $A$ , v prostřední jsou stavitelné parametry regulátoru, a v pravé části je kvalita regulace vyjádřena relativním překmitem, dobou regulace a integrálním kritériem ITAE. Z tabulky i z obrázku 41 lze

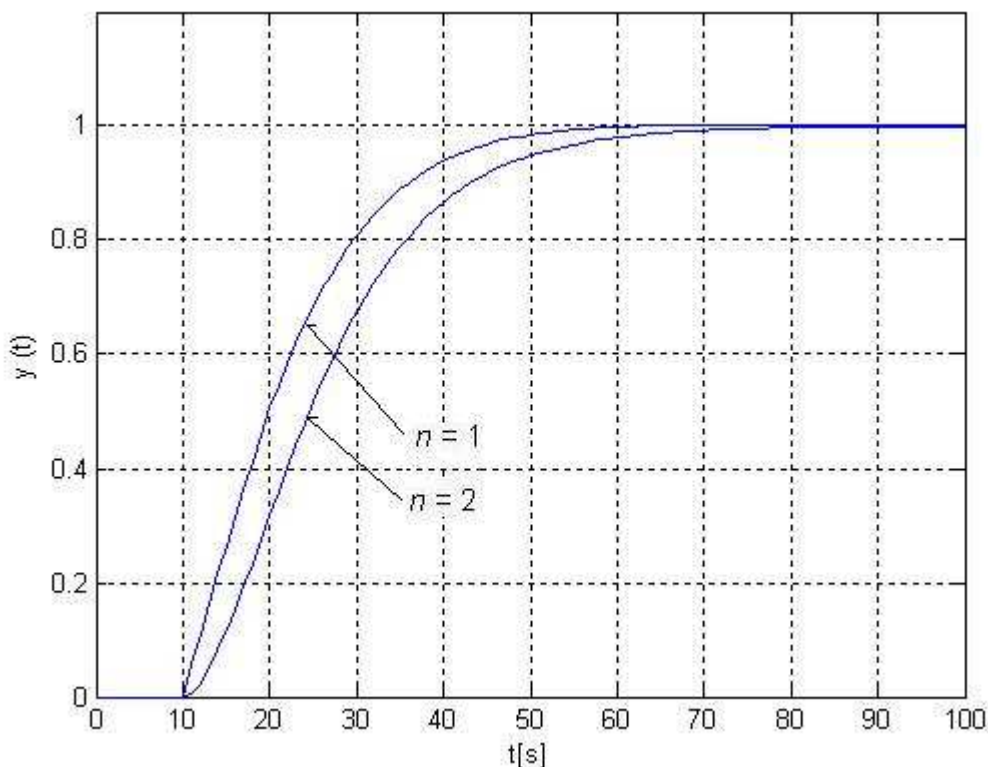
dojít k závěru, že snižováním ladícího parametru  $A$  docílíme zkrácení doby regulace, ale také zvětšení relativního překmitu. S ohledem na integrální kritérium ITAE lze říct, že snížením ladícího parametru dosáhneme zkvalitnění regulačního pochodu. To ovšem platí pouze do určité míry, protože jak je možné vyčíst z tabulky 5.6, při snížení ladícího parametru o 50 % dochází k velkému relativnímu překmitu a hodnota ITAE stoupá, kvalita regulace klesá.

### 5.6 Regulace PID pro MPM s jedním ladícím parametrem

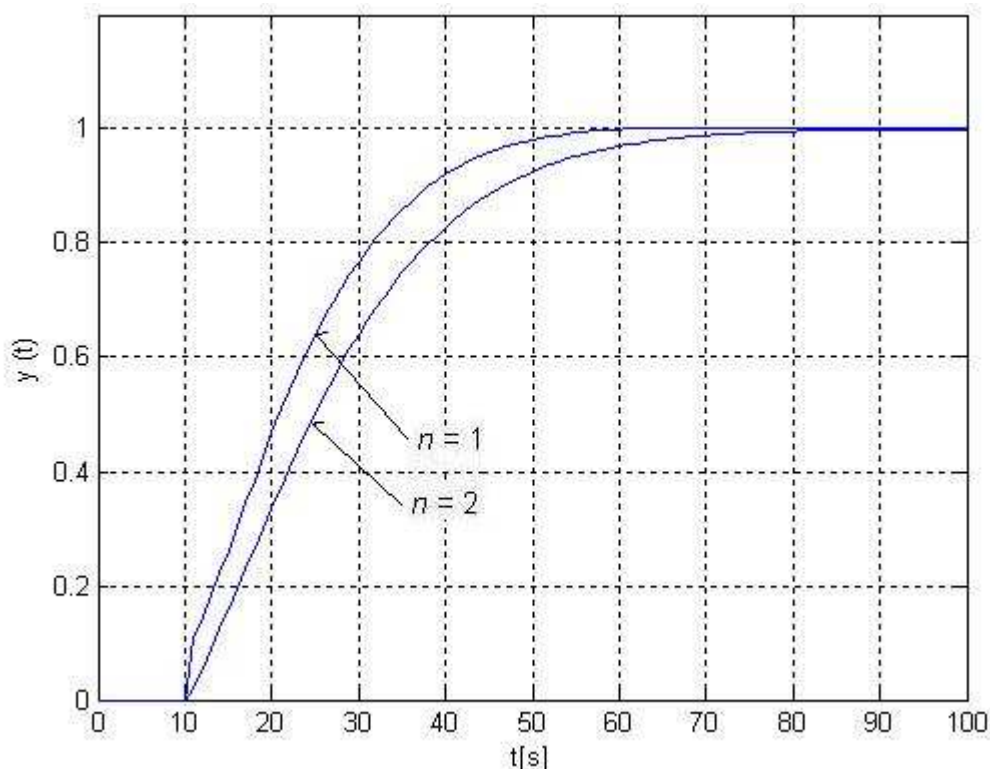
Pro ověření další modifikace, týkající se regulace PID pro aperiodické regulované soustavy 1. a 2. řádu s dopravním zpožděním, byly rovněž zvoleny soustavy s přenosem

$$G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(5s + 1)^{1+2}} e^{-10s}. \quad \text{Vztahy potřebné pro návrh regulátoru jsou}$$

uvedeny v tabulce 3.7. Výsledky regulace jsou zobrazeny na obrázcích 41 a 42. Z nich je patrné, že navržený regulátor pracuje správně pro obě regulované soustavy a výstupní hodnota se ustálí na požadované hodnotě bez znatelného překmitu.



Obr. 42 Analogová PID regulace pro soustavy se setrvačností 1. a 2. řádu



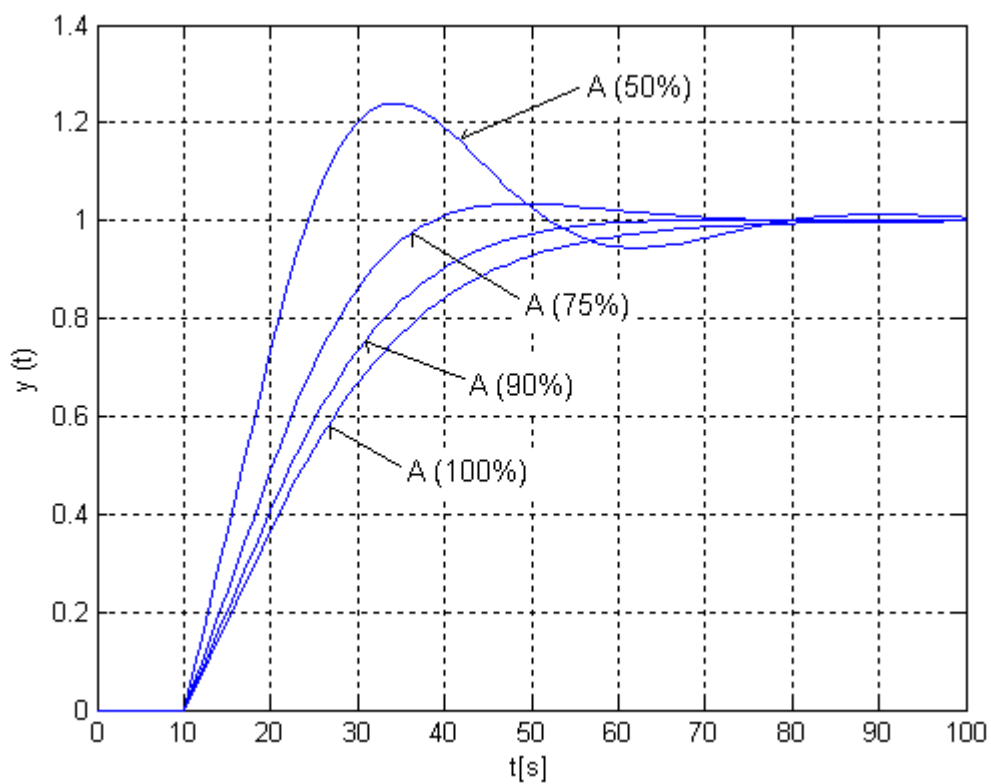
Obr. 43 Číslicová PID regulace pro soustavy se setrvačností 1. a 2. řádu

I zde je uvedena tabulka s hodnotami stavitelných parametrů regulátorů a hodnotami veličin určující kvalitu regulace. Zde je vidět, že u regulované soustavy 1. řádu přece jenom k nepatrnému překmitu dochází.

Tab. 5.7 - Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PID a výsledky regulace

Regulovaná soustava		$A$ [-]	$k_p^*$ [-]	$T_I^*$ [s]	$T_D^*$ [s]	$\kappa$ [%]	$t_r$ [s]	ITAE [-]
1. S	$\frac{2}{5s+1}e^{-10s}$	22,18	0,144	6,405	1,602	0,13	48,24	296,57
1. Č		23,46	0,115	5,409	1,352	0,33	49,77	326,3
2. S	$\frac{2}{(5s+1)^2}e^{-10s}$	27,18	0,184	10	2,5	0	59,75	441,94
2. Č		28,46	0,158	9	2,25	0	64,18	483,48

Stejně jako u PI regulace je i zde vyhodnoceno, jak se projeví zmenšení ladícího parametru  $A$  v regulačním obvodu. Na obr. 44 je spojitě řízení soustavy prvního řádu. Průběhy jsou obdobné jako u PI regulace a lze z toho usuzovat, že snížení ladícího parametru  $A$  se u PI a PID regulace bude projevovat stejně.



**Obr. 44** Vliv snižování ladícího parametru  $A$  na průběh spojitě PID regulace

Pro úplnost je i zde uvedena tabulka popisující vliv zmenšení ladícího parametru  $A$  na kvalitu regulace.

Tab. 5.8 - Vliv snižování ladícího parametru  $A$  na kvalitu PID regulace

Spojitá regulace PID, soustava 1. řádu							
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	22,1828	0,1444	6,4086	1,6021	0,13	48,24	296,57
90	19,9645	0,1605	6,4086	1,6021	1,21	38,50	248,45
75	16,6371	0,1926	6,4086	1,6021	6,27	54,33	225,96
50	11,0914	0,2889	6,4086	1,6021	31,35	63,20	316,94
Číslicová regulace PID, soustava 1. řádu							
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	23,4645	0,1153	5,4086	1,3521	0,33	49,77	326,30
90	21,1181	0,1281	5,4086	1,3521	1,62	40,55	277,66
75	17,5984	0,1537	5,4086	1,3521	6,48	58,27	250,69
50	11,7323	0,2305	5,4086	1,3521	29,16	68,15	352,90
Spojitá regulace PID, soustava 2. řádu							
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	27,1828	0,1839	10	2,5	0,00	59,75	441,94
90	24,4645	0,2044	10	2,5	0,83	45,90	357,09
75	20,3871	0,2453	10	2,5	6,91	64,06	335,37
50	13,5914	0,3679	10	2,5	32,96	76,36	485,20
Číslicová regulace PID, soustava 2. řádu							
$A$	$A$	$k_p^*$	$T_I^*$	$T_D^*$	$\kappa$	$t_r$	ITAE
[%]	[-]	[-]	[s]	[s]	[%]	[s]	[-]
100	28,4645	0,1581	9	2,25	0,00	64,18	483,47
90	25,6181	0,1757	9	2,25	0,64	50,93	386,46
75	21,3484	0,2108	9	2,25	5,06	66,25	332,60
50	14,2323	0,3162	9	2,25	27,39	79,79	461,15



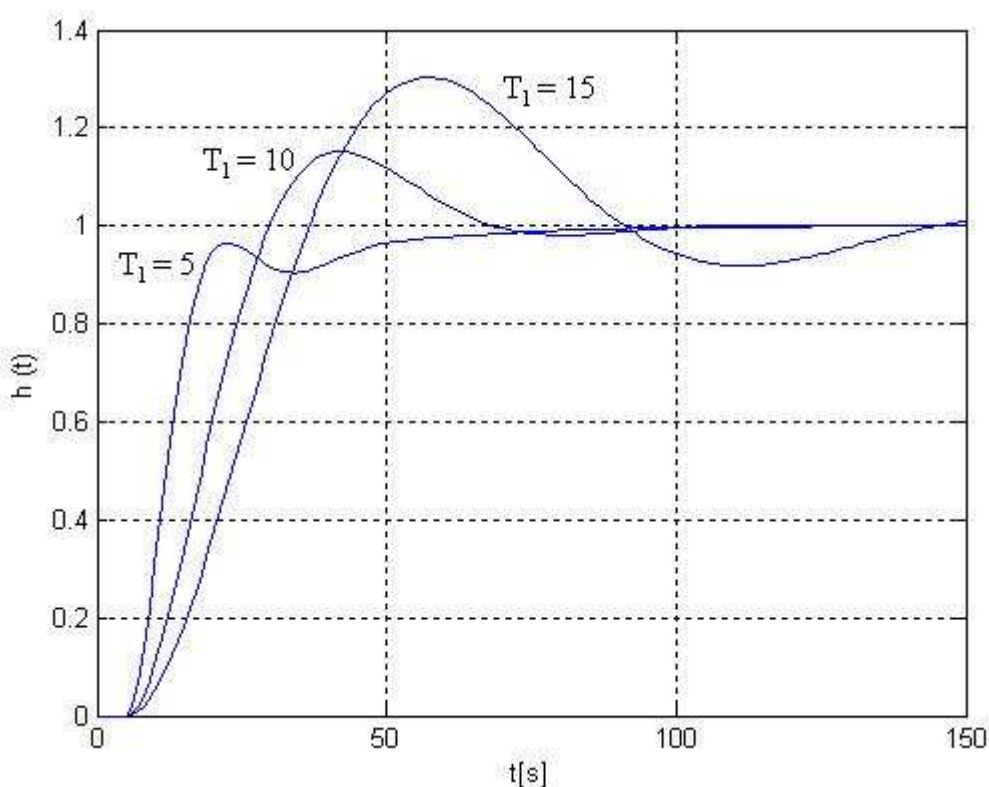
## 6 Robustnost modifikací MPM

Po ověření funkčnosti modifikací MPM byl proveden rovněž test robustnosti metod pro vybrané soustavy. Kontroloval se vliv změny časové konstanty  $T_1$  a dopravního zpoždění  $T_d$  na průběh regulace. Simulace byla provedena pro soustavy druhého a šestého řádu při změně daných parametrů  $T_1$  a  $T_d$  o 50 %. Při simulaci byl zjišťován průběh regulace pro různé překmity. Zde jsou ukázány výsledky simulace pro překmit  $\kappa = 20$  %.

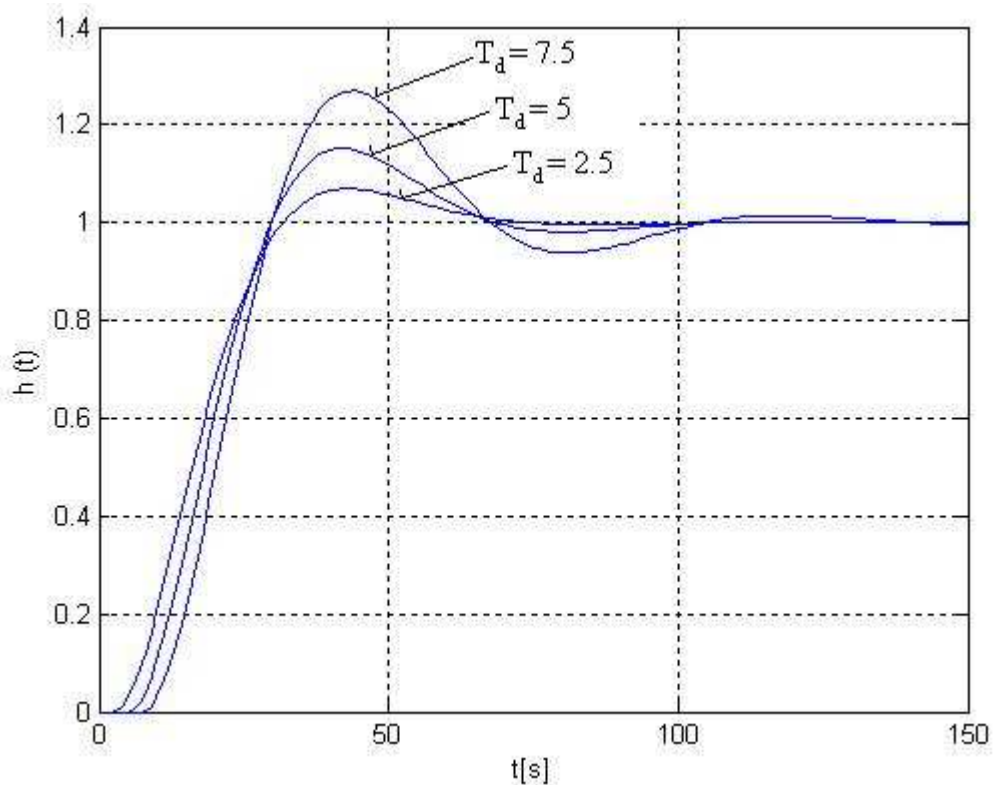
### 6.1 Robustnost PI regulace

Pro soustavu druhého řádu  $G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1s+1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(10s+1)^2} e^{-5s}$  byl první

modifikací MPM navržen regulátor o parametrech  $k_p = 0,519$ ,  $T_I = 15,68$ . Přechodové charakteristiky pro výchozí i změněné parametry regulované soustavy lze vidět na obr. 45 (změna časové konstanty  $T_1$ ) a obr. 46 (změna dopravního zpoždění  $T_d$ ).



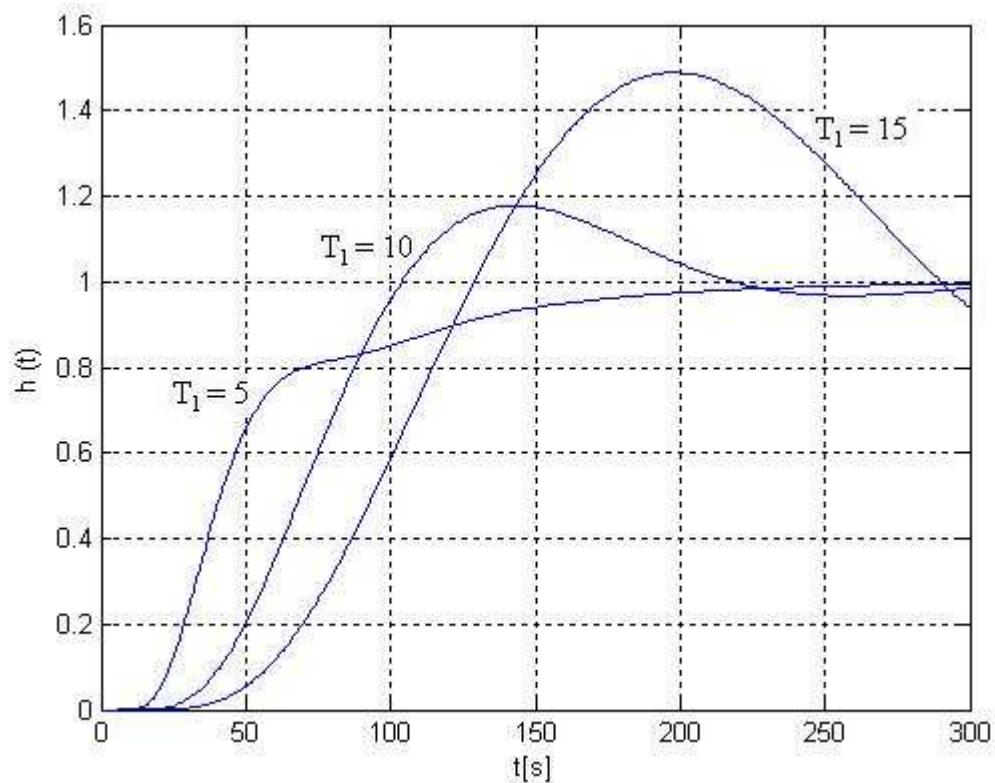
Obr. 45 Robustnost PI regulace u soustavy 2. řádu pro změnu  $T_1$



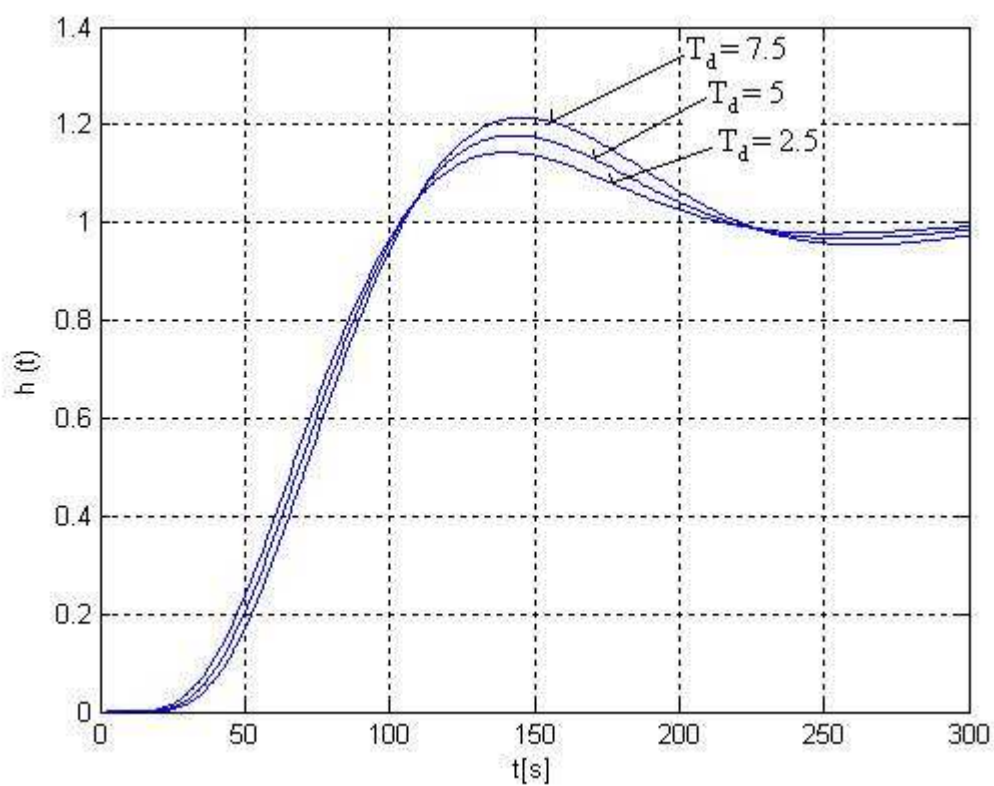
**Obr. 46** Robustnost PI regulace u soustavy 2. řádu při změně  $T_d$

Pro soustavu šestého řádu  $G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1s + 1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(10s + 1)^6} e^{-5s}$  byl první

modifikací MPM navržen regulátor o parametrech  $k_p = 0,248$ ,  $T_I = 28,81$ . Přechodové charakteristiky pro výchozí i změněné parametry regulované soustavy lze vidět na obr. 47 (změna časové konstanty  $T_1$ ) a obr. 48 (změna dopravního zpoždění  $T_d$ ).



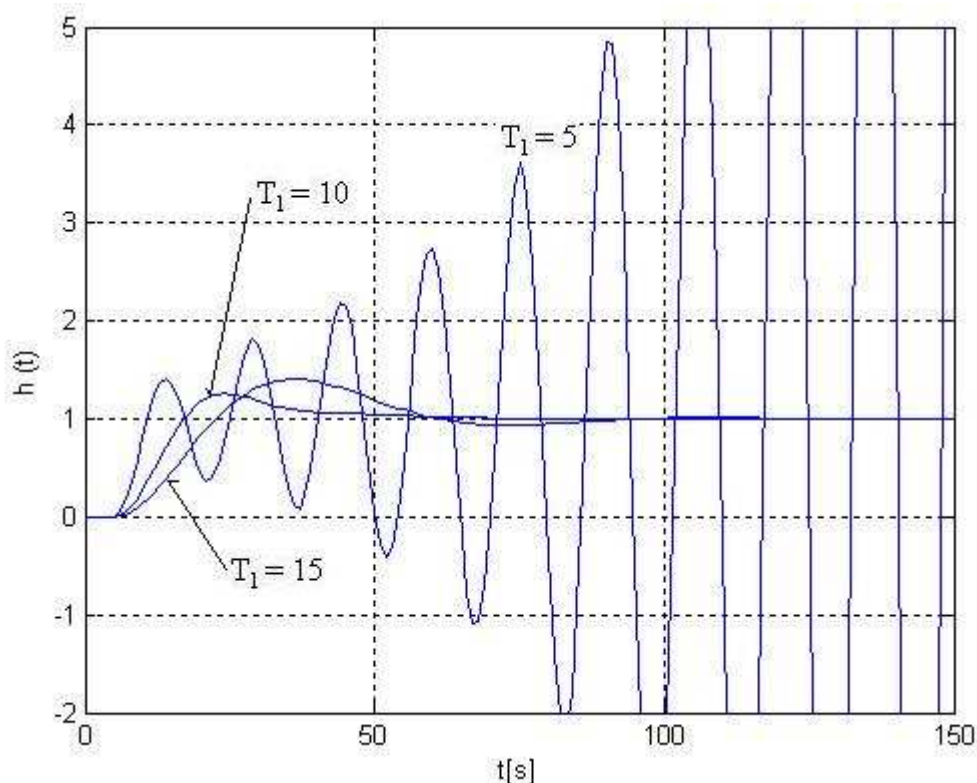
Obr. 47 Robustnost PI regulace u soustavy 6. řádu pro změnu  $T_1$



Obr. 48 Robustnost PI regulace u soustavy 6. řádu při změně  $T_d$

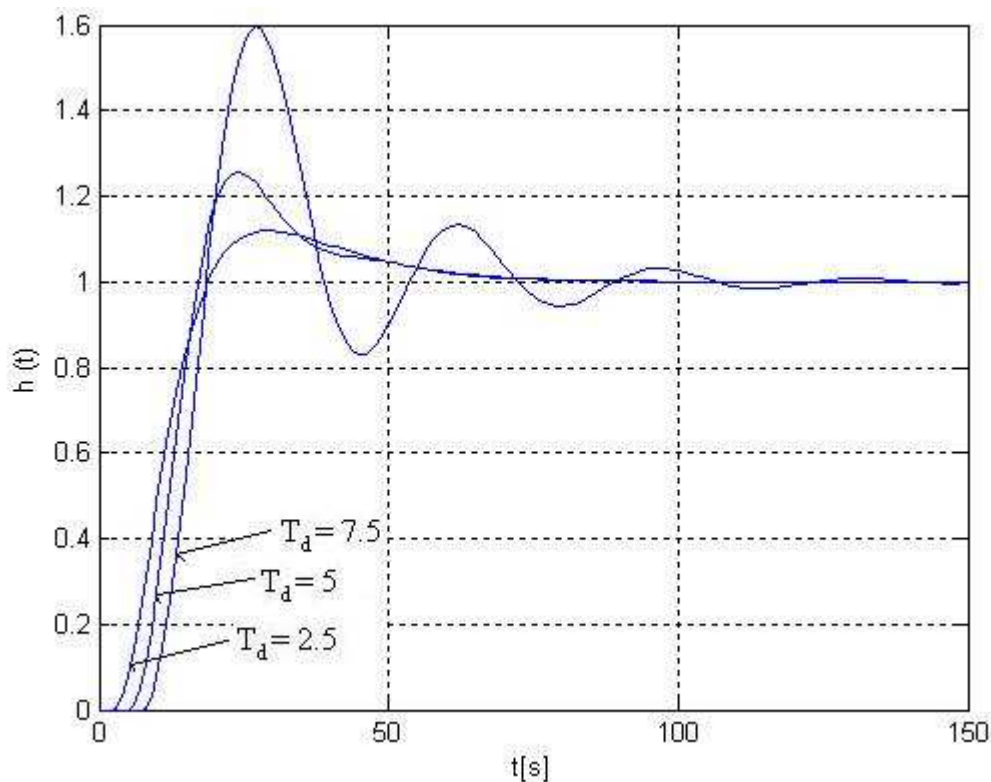
## 6.2 Robustnost PID regulace

Pro soustavu druhého řádu  $G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1s+1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(10s+1)^2} e^{-5s}$  byl druhou modifikací MPM navržen regulátor o parametrech  $k_p = 1,392$ ,  $T_I = 20$ ,  $T_D = 5$ . Přechodové charakteristiky pro výchozí i změněné parametry regulované soustavy lze vidět na obr. 49 (změna časové konstanty  $T_1$ ) a obr. 50 (změna dopravního zpoždění  $T_d$ ).



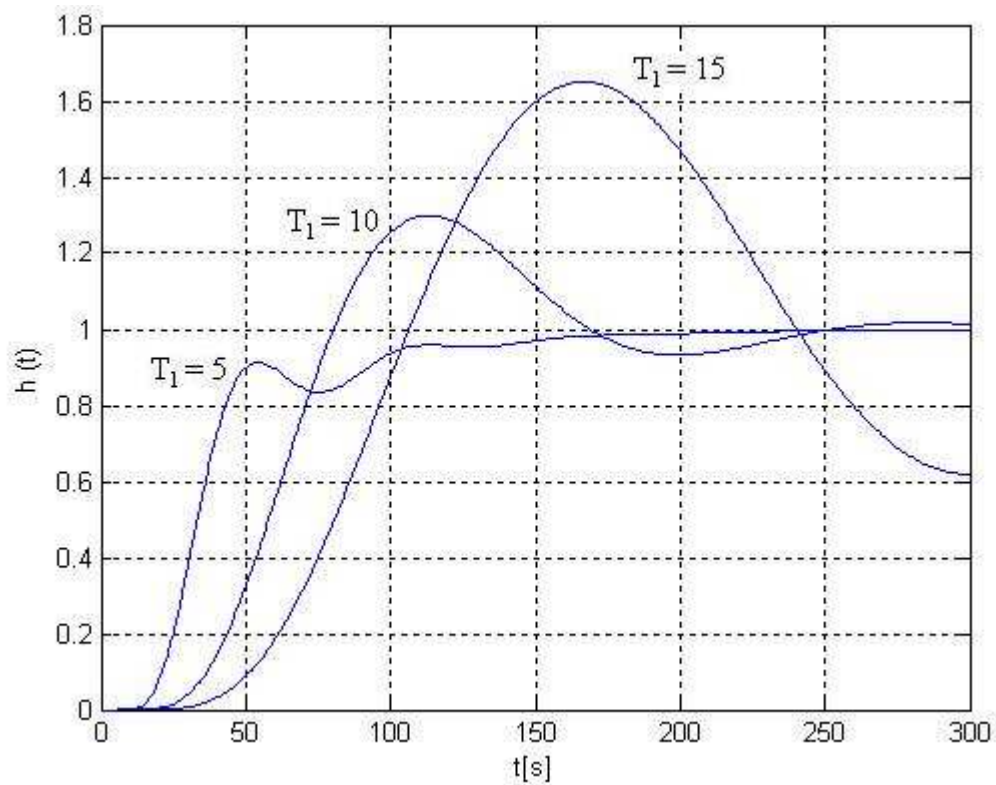
Obr. 49 Robustnost PID regulace u soustavy 2. řádu pro změnu  $T_1$

Z obr.42 je patrné, že při zmenšení časové konstanty  $T_1$  o 50 % regulátor nezvládá ustálit výstupní hodnotu obvodu pro zvolenou soustavu.

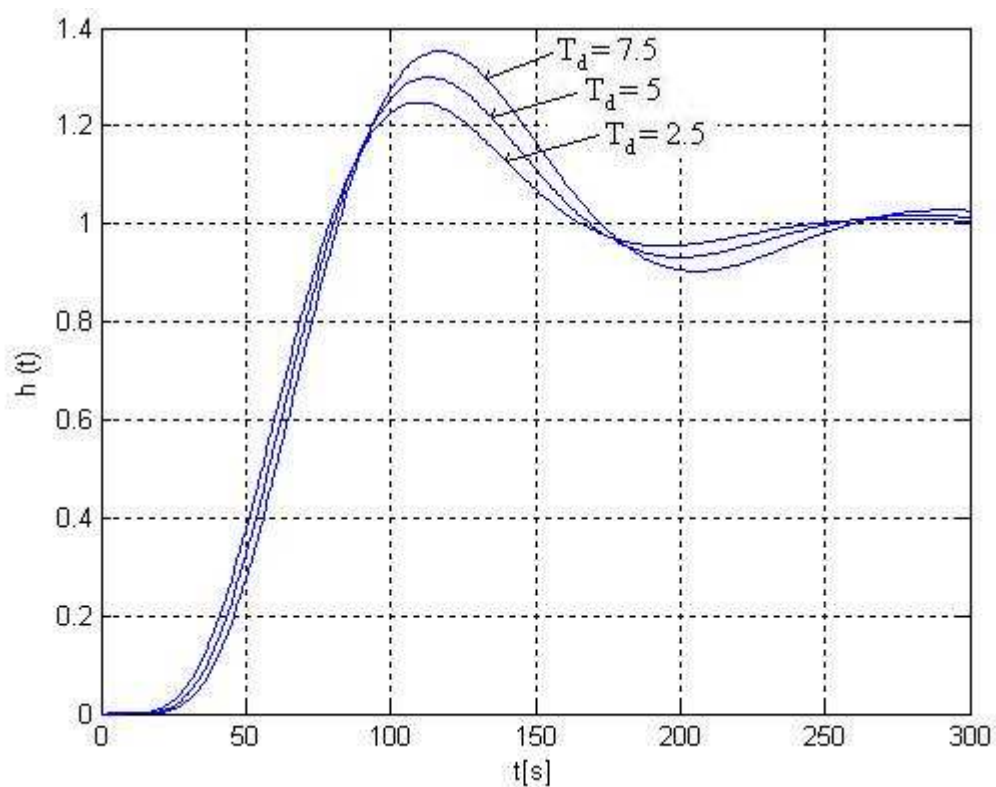


**Obr. 50** Robustnost PID regulace u soustavy 2. řádu pro změnu  $T_d$

Pro soustavu šestého řádu  $G_s(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)^n} e^{-T_d s} = \frac{2}{(10s + 1)^6} e^{-5s}$  byl druhou modifikací MPM navržen regulátor o parametrech  $k_p = 0,423$ ,  $T_I = 36,76$ ,  $T_D = 9,19$ . Přechodové charakteristiky pro výchozí i změněné parametry regulované soustavy lze vidět na obr. 51 (změna časové konstanty  $T_1$ ) a obr. 52 (změna dopravního zpoždění  $T_d$ ).



Obr. 51 Robustnost PID regulace u soustavy 6. řádu pro změnu  $T_1$



Obr. 52 Robustnost PID regulace u soustavy 6. řádu pro změnu  $T_d$

## 7 Robustnost jiných metod syntézy a jejich porovnání

Poté, co byla otestována robustnost MPM a jejích modifikací, přichází na řadu srovnání s jinými metodami syntézy regulačních obvodů. Pro tento účel byly vybrány následující metody: Metoda AV SSSR, metoda násobného dominantního pólu a metoda SIMC. Nominální hodnoty parametrů regulované soustavy se volily vždy stejné, konkrétně  $k_1 = 2$ ,  $T_1 = 10$  s a  $T_d = 5$  s.

### 7.1 Metoda AV SSSR

Metoda AV SSSR je vhodná pro návrh spojitých regulátorů pro soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním. Umožňuje seřadit konvenční regulátory třemi způsoby podle požadavků na průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu [Mizera, 2006]

- nekritický s nejkratší dobou regulace,
- kmitavý s překmitem 20% a nejkratší dobou regulace,
- minimální kvadratická regulační plocha - ISE.

První způsob byl porovnán s MPM při volbě nulového překmitu. Druhý způsob pak s MPM při volbě relativního překmitu 20 %. Pomocí obou metod byly navrženy PI regulátory pro regulovanou soustavu s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)}e^{-5s}$ . Vypočtené parametry regulátorů jsou uvedeny v tabulce 7.1.

Tab. 7.1 – Stavitelné parametry PI regulátoru

PI regulace	$\kappa = 0 \%$		$\kappa = 20 \%$	
	$k_p$	$T_I$	$k_p$	$T_I$
<b>MPM</b>	0,3679	10	0,6959	10
<b>AV SSSR</b>	0,35	11,7	0,60	10

Následně byly provedeny simulace regulačního procesu a test robustnosti pro jednotlivé regulátory. Robustnost se testovala změnou parametrů regulované soustavy o 50 % a jejím vlivem na průběh regulace. V tabulce 7.2 jsou výsledné hodnoty parametrů určujících kvalitu regulace pro PI regulaci s požadovaným překmitem  $\kappa = 0 \%$ . V tabulce 7.3 jsou pak výsledné hodnoty pro PI regulaci s požadovaným překmitem  $\kappa = 20 \%$ .

Tab. 7.2 – Porovnání robustnosti MPM a metody AV SSSR pro  $\kappa = 0 \%$ 

PI $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+ 50 \%]$		$\Delta T_1 [+ 50 \%]$		$\Delta T_d [+ 50 \%]$	
	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR
$\kappa [\%]$	0,00	0,00	7,74	0,00	7,08	2,54	7,74	0,00
$t_r [s]$	32,66	57,65	29,67	39,12	70,13	68,58	44,50	48,61
ITAE [-]	116,88	224,15	71,98	87,48	256,90	252,17	161,87	182,51
PI $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [- 50 \%]$		$\Delta T_1 [- 50 \%]$		$\Delta T_d [- 50 \%]$	
	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR
$\kappa [\%]$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$t_r [s]$	32,66	57,65	90,01	122,07	58,26	75,47	45,01	65,23
ITAE [-]	116,88	224,15	598,61	962,04	184,55	305,39	150,85	265,55

Z tabulky 7.2 lze vypočítat značný rozdíl už jen na kvalitě regulace při nominálních hodnotách, kde metoda požadovaného modelu dosahuje lepších hodnot. Při zvětšení jednotlivých parametrů soustavy se však lépe zachová regulační průběh metody AV SSSR. Relativní překmit totiž zůstává nulový nebo jen velmi malý. Doba regulace i ITAE vypadají také lépe při seřízení metodou AV SSSR. Pokud však budeme parametry soustavy zvyšovat, je na tom výrazně lépe metoda požadovaného modelu.

V tabulce 7.3 je na první pohled patrné, že regulace metodou AV SSSR nedosáhla požadovaného 20 % překmitu a kvalita regulace je tak pochopitelně lepší. Robustnost se v tomto případě u obou metod výrazně neliší.

Tab. 7.3 – Porovnání robustnosti MPM a metody AV SSSR pro  $\kappa = 20 \%$ 

PI $\kappa = 20 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+ 50 \%]$		$\Delta T_1 [+ 50 \%]$		$\Delta T_d [+ 50 \%]$	
	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR
$\kappa [\%]$	20,22	11,65	54,39	40,02	19,60	15,27	54,39	40,02
$t_r [s]$	37,21	28,45	64,85	54,33	42,01	48,20	97,27	81,49
ITAE [-]	87,62	74,99	250,51	149,41	152,78	169,73	553,31	334,83



PI $\kappa = 20 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [-50 \%]$		$\Delta T_1 [-50 \%]$		$\Delta T_d [-50 \%]$	
	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR	MPM	AV SSSR
$\kappa [\%]$	20,22	11,65	0,00	0,00	37,96	22,51	0,00	0,00
$t_r [s]$	37,21	28,45	36,44	46,84	69,30	46,69	18,22	23,42
ITAE [-]	87,62	74,99	134,78	194,60	212,71	117,94	33,72	48,69

## 7.2 Metoda násobného dominantního pólu

Metoda násobného dominantního pólu je jednoduchou analytickou metodou, která umožňuje seřízení standardních regulátorů PI, PD, PID. Výsledkem bývá aperiodický regulační proces bez překmitu. Metoda je vhodná pro soustavy s dominantním dopravním zpožděním.

Pro porovnávání byly vybrány regulace PI pro soustavu s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)}e^{-5s}$  a regulace PD pro soustavu s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{s(10s+1)}e^{-5s}$ . Podle daných vztahů byly vypočteny hodnoty parametrů jednotlivých regulátorů. Ty jsou zobrazeny v tabulce 7.4.

Tab. 7.4 – Stavitelné parametry PI a PD regulátoru

$\kappa = 0 \%$	PI regulace		PD regulace	
	$k_p$	$T_I$	$k_p$	$T_D$
MPM	0,3679	10	0,0368	10
MNDP	0,3865	9,6	0,0403	9,6

Simulacemi regulačního procesu byly získány hodnoty veličin vyjadřujících kvalitu regulace – relativní překmit, doba regulace a integrální kritérium ITAE. Výsledné hodnoty PI regulace jsou v tabulce 7.5.

Tab. 7.5 – Porovnání robustnosti MPM a metody MNDP pro PI regulaci

PI $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+50 \%]$		$\Delta T_1 [+50 \%]$		$\Delta T_d [+50 \%]$	
	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP
$\kappa [\%]$	0	0,83	7,74	12,02	7,08	9,02	7,74	12,37
$t_r [s]$	32,65	26,32	29,67	30,04	70,13	66,93	44,5	44,57
ITAE [-]	116,86	101,14	71,98	78,6	256,9	248,21	161,87	179,05

PI $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [-50 \%]$		$\Delta T_1 [-50 \%]$		$\Delta T_d [-50 \%]$	
	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP
$\kappa [\%]$	0	0,83	0	0	0	0	0	0,01
$t_r [s]$	32,65	26,32	90,01	78,51	58,26	52,9	45,01	38,47
ITAE [-]	116,86	101,14	598,61	470,3	184,55	147,56	150,85	118,82

Z hodnot v tabulce 7.5 lze vyčíst, že při zvětšování parametrů soustavy se lépe zachová regulátor seřízený metodou MPM. Při snižování parametrů regulované soustavy se však neprojeví výrazný rozdíl v robustnosti obou soustav. Celkově je tak metoda požadovaného modelu robustnější než metoda násobného dominantního pólu.

V tabulce 7.6, ve které je vyčíslena kvalita PD regulace, je možno vidět, že jak při snižování, tak při zvyšování parametrů regulované soustavy jsou výsledky lepší při použití metody násobného dominantního pólu.

Tab. 7.6 – Porovnání robustnosti MPM a metody MNDP pro PD regulaci

PD $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+50 \%]$		$\Delta T_1 [+50 \%]$		$\Delta T_d [+50 \%]$	
	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP
$\kappa [\%]$	0	0	0	0	3,86	5,05	0	1,55
$t_r [s]$	56,36	49,71	47,46	43,55	79,16	76,37	43,06	37,02
ITAE [-]	351,35	298,39	227,59	195,56	434,39	402,56	318,88	283,61
PD $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [-50 \%]$		$\Delta T_1 [-50 \%]$		$\Delta T_d [-50 \%]$	
	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP	MPM	MNDP
$\kappa [\%]$	0	0	0	0	0	0	0	0
$t_r [s]$	56,36	49,71	103,38	91,9	73,31	67,45	63,49	57,33
ITAE [-]	351,35	298,39	966,23	810,16	420,11	360,24	386,79	329,51

### 7.3 Metoda SIMC

Metoda SIMC byla navržena Stogestadem a vychází z regulace s vnitřním modelem. Je určena pro seřízení PI a PID regulátorů pro řízení soustav s dopravním zpožděním.

Metoda SIMC byla porovnávána s MPM při PI regulaci soustavy s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)}e^{-5s}$  a PID regulaci soustavy s přenosem  $G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)^2}e^{-5s}$ . Obě metody byly propočítány pro zvolený relativní překmit  $\kappa = 5\%$ . Vypočtené stavitelné parametry potřebných regulátorů jsou v tabulce 7.7. Z této tabulky je patrné, že se parametry regulátorů skoro neliší a dá se tak očekávat, že i robustnost obou porovnávaných metod bude stejná.

Tab. 7.7 – Stavitelné parametry PI a PID regulátoru

$\kappa = 5\%$	PI regulace		PID regulace		
	$k_p$	$T_I$	$k_p$	$T_I$	$T_D$
<b>MPM</b>	0,5144	10	1,0288	20	5
<b>SIMC</b>	0,5	10	1	20	5

Pohled do tabulek 7.8. a 7.9 tento předpoklad potvrdil. Rozdíly v regulaci metodou požadovaného modelu a metodou SIMC jsou minimální a dá se proto konstatovat, že robustnost obou metod je stejná.

Tab. 7.8 – Porovnání robustnosti MPM a metody SIMC pro PI regulaci

PI $\kappa = 5\%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+ 50\%]$		$\Delta T_1 [+ 50\%]$		$\Delta T_d [+ 50\%]$	
	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC
$\kappa [\%]$	5,01	4,05	27,41	25,33	11,98	11,47	27,41	25,33
$t_r [s]$	30,28	30,29	36,48	36,77	54,86	56,12	54,71	55,15
ITAE [-]	71,61	72,07	103,93	98,64	191,93	196,52	233,63	221,76
PI $\kappa = 5\%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [- 50\%]$		$\Delta T_1 [- 50\%]$		$\Delta T_d [- 50\%]$	
	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC
$\kappa [\%]$	5,01	4,05	0	0	8,81	6,52	0	0
$t_r [s]$	30,28	30,29	58,6	60,92	47,89	48,21	29,3	30,46
ITAE [-]	71,61	72,07	280,86	300,11	103,62	106,09	70,27	75,09

Tab. 7.9 – Porovnání robustnosti MPM a metody SIMC pro PID regulaci

PID $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [+ 50 \%$		$\Delta T_1 [+ 50 \%$		$\Delta T_d [+ 50 \%$	
	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC
$\kappa [\%]$	16,45	15,75	29,56	28,39	32,7	31,97	37,3	35,53
$t_r [\text{s}]$	63,28	63,66	58,86	59,43	104,84	106,38	74,89	71,85
ITAE [-]	250,49	257,59	230,61	232,3	721,36	729,99	358,66	353,03
PID $\kappa = 0 \%$	Nominální $k_1, T_1, T_d$		$\Delta k_1 [- 50 \%$		$\Delta T_1 [- 50 \%$		$\Delta T_d [- 50 \%$	
	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC	MPM	SIMC
$\kappa [\%]$	16,45	15,75	2,57	2,15	21,22	18,25	8,95	8,62
$t_r [\text{s}]$	63,28	63,66	68,5	64,99	142,13	111,92	65,26	65,63
ITAE [-]	250,49	257,59	307,76	311,98	558,46	410,08	208,45	210

## 8 Zhodnocení

V práci je popsán vliv dopravního zpoždění na chování regulačního obvodu a s tím spojené komplikaci při návrhu a seřizování regulátoru. Jsou zde shrnuty základní informace o metodě požadovaného modelu a jejich modifikacích.

Byla provedena série simulací za účelem zjistit, jak je metoda robustní. Ukázalo se, že metoda je značně citlivá na změnu zesílení  $k_1$  u všech typů regulátorů. To se dalo očekávat. Důvodem je přímý vliv zesílení regulované soustavy  $k_1$  na výpočet zesílení regulátoru  $k_P$ , jak je vidět z tab. 3.3 a 3.7.

Při změnách časové konstanty  $T_1$  se prokázala robustnost především pak u PI a PD regulace. Mnohem menší pak u PID regulace. Je to způsobeno tvarem obrazového přenosu regulované soustavy, kde je časová konstanta  $T_1$  umocněna na druhou. Dá se tedy předpokládat, že při vyšších mocninách bude metoda ještě citlivější. Dále bylo zjištěno, že regulační obvod s PID regulátorem se nechová stejně pro soustavy s volenými parametry  $T_d < T_1$  a  $T_d > T_1$ . Za pozornost stojí především rozdílná reakce na změnu časové konstanty  $T_1$ . Zatímco v prvním příkladě ( $T_d < T_1$ ) se změna citlivě projeví a hodnota ITAE se znatelně zvětší, v druhém příkladě ( $T_d > T_1$ ) dojde pouze k malé změně průběhu. Další podrobnosti lze odečíst z tabulky 4.1.

Pro změny dopravního zpoždění  $T_d$  bylo zjištěno, že při jeho snižování nedochází k žádným negativním jevům. Překmit se zmenšuje a doba regulace zůstává stejná. Naopak při zvyšování dopravního zpoždění se zvětšoval překmit a prodlužovala doba regulace. Z toho tedy vyplývá, že je lepší seřídít regulační obvod pro vyšší dopravní zpoždění  $T_d$  než je ve skutečnosti, než aby se předpokládalo nízké  $T_d$ .

V další části se práce zabývala ověřením funkčnosti modifikací metody požadovaného modelu, a to pro PI regulaci (tab. 3.5) a PID regulaci (tab. 3.6). Dále pak pro PI i PID modifikaci MPM s jedním ladicím parametrem (tab. 3.7).

U PI regulace bylo zjištěno, že mezi spojitou a číslicovou regulací není takřka žádný rozdíl. Regulátor seřízený podle tab. 3.5 pracoval bezchybně a dodržoval požadovaný překmit pro všechny testované hodnoty. Ověřen byl rovněž sedmý řádek tabulky, kde se při návrhu regulátoru vychází ze znalosti zesílení  $k_1$  a časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ . Simulace byly provedeny pro regulované soustavy 1. řádu – 6. řádu a dále pro soustavu s přenosem v nestandardním tvaru. Všechny simulace potvrdily správnou funkčnost metody s tím, že požadovaný překmit byl často o trochu menší než požadovaný.

PID regulace, ať už spojitá nebo číslicová, proběhla úspěšně u všech simulovaných obvodů. I zde byla uspokojivě ověřena funkčnost vztahů, které vychází ze znalosti zesílení  $k_1$  a časových konstant  $t_{0,33}$  a  $t_{0,7}$ .

Při ověřování MPM s jedním ladicím parametrem byla tato modifikace shledána plně funkční a regulátory (PI i PID) navržené podle daných vztahů pracovaly správně. Průběhy regulovaných veličin se vyznačovaly nulovým nebo jen nepatrným překmitem. To platí pro spojitou i číslicovou regulaci a pro oba typy soustav (se setrvačností 1. i 2. řádu). Bylo rovněž vyzkoušeno, jak se projeví snížení ladicího parametru na kvalitu regulace. Naměřená data ukazují na to, že při snižování ladicího parametru  $A$  můžeme mnohdy dosáhnout ještě vyšší kvality regulace, ať už s ohledem na integrální kritérium ITAE, nebo dobu regulace  $t_r$ . Snižovat ovšem nelze do nekonečna. V tabulce 5.6 pro PI regulaci a 5.7 pro PID regulaci jsou shrnuty reakce jednotlivých kritérií kvality na snižování ladicího parametru na 90 %, 75 % a 50 % maximální hodnoty.

Dále byla ověřena robustnost modifikací metody požadovaného modelu. Ukázalo se, že obě modifikace jsou robustní na změnu dopravního zpoždění  $T_d$ . Ani 50 % změna neměla na průběh regulace větší vliv. Naproti tomu změna časové konstanty  $T_1$  způsobovala značné výkyvy regulačního průběhu.

V poslední části se práce zabývá srovnáváním robustnosti MPM s dalšími metodami syntézy. Jedná se o univerzální metodu AV SSSR, metodu násobného dominantního pólu a metodu SIMC. Každá z těchto metod byla zvlášť porovnávána s metodou požadovaného modelu. Pro vybranou regulovanou soustavu byl navržen regulátor stejného typu, avšak jinou metodou a tedy s jinými parametry. Takto seřízené regulační obvody pak byly testovány na robustnost a vzájemně porovnávány. Toto srovnání ukázalo, že rozdíly mezi jednotlivými metodami nejsou velké. Nejhuře dopadla metoda požadovaného modelu ve srovnání s metodou násobného dominantního pólu při PD regulaci. Při PI regulaci robustnost MPM a MNDP podobná. Srovnání s metodou AV SSSR ukázalo, že při snižování parametrů regulované soustavy dokáže regulátor navržený metodou požadovaného modelu reagovat lépe, avšak při zvyšování parametrů regulované soustavy se jako robustnější projevila metoda AV SSSR. Srovnání s metodou SIMC dopadlo nerozhodně, jelikož obě metody seřídily regulátory téměř stejně a tak i robustnost těchto metod je stejná. Metoda požadovaného modelu je však navíc univerzální a jednoduchá.

Směrem dalšího řešení této problematiky by mohlo být experimentální ověření robustnosti metody požadovaného modelu, popř. i dalších metod syntézy.

## 9 Seznam použité literatury

- ASTRÖM, K., HÄGGLUND, T.: *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Second Edition. Research Triangle Park – North Carolina, Instrument Society of America, 1995, 343 p., ISBN 1-55617-516-7.
- BALÁTĚ, J.: *Automatické řízení*. Praha : Nakladatelství BEN, 2003, 664 s., ISBN 80-7300-020-2.
- GRANTHAM, W. J., VINCENT, T. L.: *Modern Control Systems – Anylysis and Design*. Second Edition. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1993, 353 p., ISBN 0-471-81193-9.
- HIKL, J.: *Návrh regulátorů pro soustavy s dopravním zpožděním*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2008. 58 stran. Bakalářská práce, vedoucí: Vítečková, M.
- CHEN, T., FRANCIS, B.: *Optimal Sampled-Data Control Systams*. Second Printing. Springer-Verlag London Limited, 1996, 353 p., ISBN 3-540-19949-7.
- KRKOŠKA, K.: *Řízení dynamických systémů s dopravním zpožděním*. Ostrava: katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2000. 56 stran. Diplomová práce, vedoucí: Vítečková, M.
- MIZERA, R.: *Syntéza lineárních systémů řízení na základě delta modelů*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2006. 133 stran. Disertační práce, vedoucí: Vítečková, M.
- O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID Controllers Tuning Rules*. 2<sup>nd</sup> ed. London: Imperial College Press, 2006, 564 p. ISBN 1-86094-622-4.
- OGUNNAIKE, B. A., RAY, W. H.: *Process Dynamics, Modeling and Control*. New York : Oxford University Press, 1994, 1260 p., ISBN 0-19-509119-1.
- RIEDL, Z.: *Regulace soustav s dopravním zpožděním*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2006. 104 stran. Diplomová práce, vedoucí: Víteček, A.
- ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M.: *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2004, 333 s., ISBN 80-01-03007-5.
- ŠVARC, I.: *Automatizace - Automatické řízení*. Skripta Fakulty strojního inženýrství, VUT v Brně, Akademické nakladatelství CERM, Brno, 2002. 202 s., ISBN 80-214-2087-1.

- ŠVARC, I., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M.: *Automatické řízení*. Skripta Fakulty strojního inženýrství, VUT v Brně, Akademické nakladatelství CERM, Brno, 2007. 324 s., ISBN 978-80-214-3491-2.
- VÁLEK, K.: *Syntéza lineárních regulačních obvodů s dopravním zpožděním*. Ostrava: katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 1997. 65 stran. Diplomová práce, vedoucí: Vítečková, M.
- VÍTEČKOVÁ, M.: *Seřízení regulátorů metodou inverze dynamiky*. Ostrava: katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 1998.
- VÍTEČKOVÁ, M.: *Seřízení číslicových a analogových regulátorů metodou požadovaného modelu*. Ostrava: katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2002.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A.: *Základy automatické regulace*. Ostrava: katedra automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava, 2006.
- VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A.: *Metoda požadovaného modelu a její modifikace*. *Acta Mechanica. Slovaca*. No1-A/2007 ARTEP 2007. Ročník 11. Strojírenská fakulta TU v Košicích. Košice. Slovenská republika, pp. 35-44. ISSN 1335-2393.
- VORÁČEK, R.: *Automatizace a automatizační technika II*. Praha : Vydavatelství a nakladatelství Computer Press, 2000, 218 s., ISBN 80-7226-247-5.